TURING 图灵电子与电气工程丛书

WILEY IEEE

工程电磁兼容

原理、测试、技术工艺及计算机模型（第2版）

Engineering Electromagnetic Compatibility

Principles, Measurements, Technologies, and Computer Models (Second Edition)

V. Prasad Kodali 著

陈淑凤 高攸纲 苏东林 周璧华 译

ENGINEERING ELECTROMAGNETIC COMPATABILITY

Principles, Measurements, Technologies, and Computer Models

SECOND EDITION

V. Prasad Kodali



人民邮电出版社
POSTS & TELECOM PRESS

TURING 图灵电子与电气工程丛书

工程电磁兼容

原理、测试、技术工艺及计算机模型

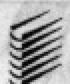
（第2版）

Engineering Electromagnetic Compatibility

Principles, Measurements, Technologies, and Computer Models (Second Edition)

V. Prasad Kodali 著
陈淑凤 高攸纲
苏东林 周璧华 译

ENGINEERING ELECTROMAGNETIC COMPATABILITY
Principles, Measurements, Technologies, and Computer Models
SECOND EDITION
V. Prasad Kodali



人民邮电出版社
POSTS & TELECOM PRESS

图书在版编目（CIP）数据

工程电磁兼容 / 柯达里（Kodali，V. P.）编著；陈淑凤等译.
—北京：人民邮电出版社，2006.10
（图灵电子与电气工程丛书）

ISBN 7-115-15174-1

Ⅰ．工…　Ⅱ．①柯…②陈…　Ⅲ．电磁兼容性　Ⅳ．TN03

中国版本图书馆 CIP 数据核字（2006）第 101386 号

内 容 提 要

本书介绍了电磁兼容的基本知识，并提供了电磁干扰源、电磁兼容/电磁干扰测量、控制电磁干扰的技术工艺、计算机仿真与设计以及国际电磁兼容标准的新信息。本书将以严格解为基础的电磁兼容基本理论与最新的实际应用相结合，简明直观，实用性强。

本书可供有实际经验的工程师参考，也可作为高年级本科生及硕士研究生教材。

图灵电子与电气工程丛书

工程电磁兼容（第 2 版）

原理、测试、技术工艺及计算机模型

◆ 著　V. Prasad Kodali
译　陈淑凤　高攸纲　苏东林　周璧华
责任编辑　舒　立

◆ 人民邮电出版社出版发行　北京市崇文区夕照寺街 14 号
邮编　100061　电子函件　315@ptpress.com.cn
网址　http://www.ptpress.com.cn
北京铭成印刷有限公司印刷
新华书店总店北京发行所经销

◆ 开本：700×1000　1/16
印张：28.5
字数：558 千字　2006 年 10 月第 1 版
印数：1 – 5 000 册　2006 年 10 月北京第 1 次印刷

著作权合同登记号　图字：01-2005-5232 号

ISBN 7-115-15174-1/TN・2836

定价：49.00 元

读者服务热线：(010)88593802　印装质量热线：(010)67129223

版 权 声 明



本书献给我的老师、朋友和引导者：

已故的 K. Shivaram Hegde 教授

（1923 年 7 月 21 日—1998 年 11 月 25 日）



译 者 序

在科学技术突飞猛进的21世纪，各种电气及电子设备数量正急剧攀升，而家用电器的运用，更使这些设备遍及千家万户，用电设备密集程度越来越大。国外专家预言，50年后空间电磁能量密度将增大700倍，电磁环境日益恶化。

在有限的时间、空间、频谱资源条件下，使电气及电子设备在共同的电磁环境中能正常工作而互不干扰是广大电磁兼容科技工作者的使命。

电磁兼容作为一门综合性学科，其基础理论涉及数学、电磁场理论、电路基础等很多学科，而其应用范围又涉及所有用电领域。时至今日，电磁兼容技术已形成一种产业，并在国民经济中发挥着重要作用，创造着巨大的经济效益。为增强产品在市场上的竞争能力，也为使人类在高度享受物质文明和精神文明的同时，仍能确保社会生产及生活得到安全、健康、持续有效的发展，电磁兼容知识的进一步宣传普及与电磁兼容新技术的研究开发迫在眉睫。

有鉴于此，为促进电磁兼容技术在中国进一步深入发展，我们决定翻译Kodali博士所著的这本书。该书取材新颖，理论结合实际，并附有很多工程应用实例，每章章末都有习题，既可供在工作岗位上的工程技术人员随时参考，又可作为高等院校在校学生的教材。

该书由本人组织相关专家翻译，其中第1章～第3章及附录、索引由周璧华教授翻译，第4章、第12章～第15章由苏东林教授翻译，第5章～第8章由陈淑凤研究员翻译，第9章～第11章及两版序言由本人翻译。由于译者水平有限，书中难免有不妥之处，欢迎广大读者提出宝贵意见。

高攸纲

2006年8月

译 者 简 介

陈淑凤 毕业于中国科学技术大学，原航天部五院研究员，从事电磁兼容设计及测试工作达数十年，有丰富的实践经验，先后发表了多篇有关电磁兼容的学术论文，著有《电磁兼容试验技术》。

高攸纲 北京邮电大学教授、博士生导师、联合国国际信息科学院院士，USRI电磁噪声与干扰委员会中国分会主席，IEEE电磁兼容学会北京分会主任委员。在国内外发表180余篇学术论文，著有《电磁兼容总论》、《屏蔽与接地》、《高攸纲论文选集》等专著。

苏东林 北京航空航天大学电子信息工程学院教授兼副院长、赴美访问学者。研究领域包括射频电磁兼容、微波技术、天线及计算电磁学等。在国内外发表50余篇学术论文并有3本著作。

周璧华 毕业于北京邮电大学无线电通信工程专业。长期从事电磁兼容、雷电及电磁脉冲防护技术的研究，多次获得中国国家科技进步二等奖及三等奖，著有专著《电磁脉冲与工程防护》，发表多篇学术论文。



第一版序言

简介

本书可供有实际经验的工程师作为基础读物和参考书，也可作为高校本科课程的教材。

本书源自作者作为一个为期5年的大型跨国电磁干扰/电磁兼容项目国家负责人的工作经历。在此期间作者有机会去阅读大量图书及技术论文，通过参与实际工作获得对很多实际问题的理解，并与同事以及此领域的国际专家对课题进行深入（而且是长时间）的讨论。基于这些经验，本书介绍了电磁干扰（EMI）与电磁兼容（EMC）领域的综合概况并深入阐述了若干专题，涵盖了这些领域最新报告的成果。

本书取材自过去10年内发表的很多重要技术论文以及早期出版的若干经典论文。每章末尾为读者提供了简要的参考文献清单。此外专门给出了包含本领域相关技术论文、图书及标准等广泛但经过精选的参考文献。该参考文献可作为读者及研究人员所需参考资料的方便来源。

发展史

早期历史记录指出EMI及EMC首先引起电力公司及无线广播服务系统的特别关注。以后进入一个军事关注及要求为EMI/EMC提供发展动力的时期。由于需要在充满大量电磁能量的环境中广泛使用电气与电子设备、仪表及系统，今天EMI/EMC已成为全人类所关切的一项课题。

电磁兼容实践

在设计电力系统、计算机、通信、控制、工业、医疗器械、运输电子、军事设备、信息技术产品、消费电子及家用电器的电路及设备时，对EMI/EMC的考虑至关重要。人们普遍认为必须在电路设计（包括印制电路板以及设备与系统的组装）的开始阶段就要解决各种EMI/EMC问题。EMI/EMC问题常会延误系统正常投运。克服EMI问题的事后设计费用非常昂贵。

各领域的专业工程师会发现本书可用作EMI/EMC的总体介绍，也可作为参考

资料。本书列出了大量的 EMI 源及模型（第 2 ~ 4 章）、EMI/EMC 的特性及测量步骤（第 5 ~ 8 章）及取得 EMC 的技术与工艺（第 9 ~ 12 章）。导论一章通过实际经验解释了在多种用途中 EMI/EMC 的相关事项。第 15 章包括若干国家及国际的 EMI/EMC 标准。标准是工程界非常关注的主题，但一般在工程专业课程中却很少讲授。

电磁兼容教育

本书也可作为高年级大学本科生及低年级硕士研究生的教材。本书所含资料比一个标准学期课程所含的内容超出 30%。读者可在每章末找到习题、某些领域有待进一步探讨的课题建议以及有益的文献。EMI/EMC 是工程技术的一个重要领域，这里有很多需进一步科学研究的重要的未解决课题。

致谢

本书封面只列出了作者姓名。然而在本书编写过程中获得很多人的细心配合以及热情支持。这使我在编写本书的过程中非常愉快。我对以下单位或个人表示衷心的感谢！

- 联合国开发计划署和联合国工业发展组织，它们支持了本项目
- 维多利亚大学和加拿大电信研究院，它们提供了访问学者席位，使得我有时间和机会来计划与编写本书的框架，并编写了部分手稿
- 印度 SAMEER 电磁学中心和印度电子部，它们为准备素材提供了方便
- Cahit Gurkok 和 Vijay K. Bhargava，他们给予了鼓励和有力支持
- Bruno Weinschel、Motohisa Kanda、Leo Young、Leonard B. Carlson 和 Hugh W. Denny，他们提供了有帮助的技术讨论
- B. N. Das 和 Sisir K. Das，他们帮助编写了部分手稿（B. N. Das 帮助编写了第 2 ~ 4 章和 S. K. Das 帮助编写了第 9 ~ 11 章）
- Bruno Weinschel、Andrew L. S. Drozd、K. S. Hegde、Bill Price、Frank S. Barnes 和另外两位审阅者，他们严格地审查了全部（或部分）手稿，并提出了有意义的建议
- D. Narayana Rao 和 Govind，他们校对了手稿并核实了一些数学公式
- Eric Herz、Ravi Dasari、Irving Engleson、Takashi Harada、Peter A. Lewis 和 M. Krishnamurthi，他们在不同阶段给予了有益的协助
- Bal Menon 和 LASERWORDS 公司，他们为本书的计算机排版提供了帮助
- R. Rukmani，他录入了全部的手稿

最后，我个人要对贤妻 Arati 及爱女 Mitul 与 Tara 在我编写书稿时的耐心、合作以及鼓励予以感谢。

V. P. Kodali
印度政府电子部
印度新德里

第二版序言

本书是前一版本的自然发展，大量内容来自前一版本。因此第一版中所写的序言及致谢仍然有效。在第一版出版后的6年中，电磁兼容及相关领域已取得了许多技术及工艺方面的进展。本版在适当地方对第一版内容进行了更新，在习题方面也作了某些修订。在不同章节中，为更清楚以及更易理解起见，又加进了一些解说性实例及数字实例。并添加了EMC计算机模型及信号完整性两章全新的内容。增加这两章是受到第一版出版后宝贵的反馈意见，特别是受B. L. Carlson所提意见启发的结果。

虽然我的工作经历主要在学术界以外，但8年前在维多利亚大学，2年前在堪萨斯大学的访问对本书第一版及第二版的编写帮助极大。作为第一版致谢的补充，作者衷心感谢下列单位和个人：

- 堪萨斯大学，该校为我提供了1998 Rose Morgan客座教授的经费
- Richard K. Moore和James R. Rowland教授，我在堪萨斯大学期间，获得了他们的友谊和鼓励
- Carl Leuschen、Brian Miller和Lara Keyeltica，我在堪萨斯大学期间，他们与我进行了技术讨论
- Raymond Chen和Andrew Drozd，他们分别贡献了第14章和第13章
- Hugh Denny、Andrew Drozd和B. Leonard Carlson，他们阅读了手稿，并提出了中肯的评价和有益的建议
- Devi Chadha、Kenneth Demarest、Hugh Denny、Prasad Gogineni、Robert Goldblum、Peter Lewis和Edward Wetherhold，他们提供了有益的讨论和反馈意见
- ERNET India、Gulshan Rai和Ram Gopal Gupta，他们提供了电子通信和其他支持
- Anvi Composers和Vijay Chaudhary，他们对修订版的计算机排版提供了帮助
- IEEE出版社的Kenneth Moore、Robert Bedford和Anthony VenGraitis，他们对本书的出版给予了大力支持

为保证该书迅速完成，贤妻Arati及爱女Mitul与Tara曾给予支持、鼓励和催促，作者在此对她们表示诚挚的谢意。

V. P. Kodali

目　　录

第1章　导　　论

1.1　电磁环境

电磁环境是我们生活的世界中不可或缺的组成部分。各种设备，诸如无线电和电视广播台、通信发射机、雷达设备和导航设备等，在它们正常工作期间，都在辐射电磁能量。它们都是有意地将电磁能量辐射到环境中。另外还有许多设备，诸如日常工作和生活常用的汽车点火系统和工业中的控制装置等也发射电磁能量，虽然这并不是它们正常工作的基本任务。这类非有意辐射器的其他一些例子将在第3章中讲述。当这些有意的和非有意的源所产生的电磁环境足够强时，就要干扰很多电气与电子设备和系统的正常工作。

1.2　历史沿革[1~5]

1.2.1　第二次世界大战前

在20世纪20年代，人们开始认识到电磁环境干扰是一个重要的现实问题。在美国，随着无线电广播传播的开始，人们逐渐认识到无线电噪声干扰（又称电磁噪声）与电力设备制造厂商和电力营运公司有着密切的利害关系。这一关系最终严重到要由美国全国电光协会和美国电气制造商协会出面组建技术委员会，来负责研究无线电噪声干扰的各个方面，其目的是开发相应的测量技术和制定性能标准。这些工作的成果是，在20世纪30年代为此目的出版的几种技术报告、关于测量方法的文件和测试仪表的改进。其中，特别重要的进展有：系统阐述了高架输电线近旁电场强度和无线电广播电台产生的电场强度的测量方法、测量无线电噪声和场强的仪表研发和确定无线电噪声容限的信息基础。

大约与此同时，在大西洋另一边欧洲的一些国家开始出现讨论无线电干扰（又称电磁干扰，简称EMI）各个方面的技术文献。这些文献不仅涉及无线电发射产生的干扰，而且涉及对无线电信号接收的干扰。1934年在英国，有1000多件关于无线电干扰的投诉得到了详细的分析检验。人们发现这些干扰是由使用电动机、开关和发动机点火器的各种设备运转时产生的。还观测到干扰来源于电力牵引及电源线。

在欧洲，人们普遍认识到无线电干扰（电磁干扰）领域应进行国际层次的技术研究，无线电干扰问题的国际合作势在必行，因为无线电发射可不知道什么地理边界或国界。此外，使用电动机之类的各种仪器和设备除了生产国之外，都有可能在其他很多国家内销售和使用，因此这些设备必须符合各有关国家执行的标准。在20世纪30年代，国际电工委员会（IEC）和国际广播联盟开始联手处理有关的技术问题。因此，国际无线电干扰特别委员会（CISPR）于1933年成立，并于1934年举行了CISPR第一次会议。CISPR首先做的两项重要工作是确定无线电干扰的可接受上限和测量这种干扰的方法。在接下来的两三年里，关于测量无线电干扰的方法以及频率范围为160kHz～1605kHz的测量仪器逐步形成了普遍接受的基础。在当时CISPR的首批协议中，规定了干扰容限：以调幅深度为20%的1mV/m的场强作为参考，信噪比达到40dB。

在这段时期内，具有里程碑性质的重要进展有：

- （在美国）出版了1940年度关于无线电噪声测量方法的专题报告。
- 出版了CISPR会议记录汇编和从1934年至1939年技术资料报告RI 1～8，内容包括测量用接收机、人工电源网络、场的测量等的设计。
- 0.15MHz～18MHz频段无线电噪声和场强测量仪的技术规定。
- 架空输电线近旁的无线电广播场强和无线电噪声场强的实际测量。
- 形成了在160kHz～1605kHz频段，测量来自电气设备以及用于这种测量的人工电源网络的传导无线电噪声的操作规程。
- 设计和特别制造了测量用接收机，无线电噪声场强测量仪，以及用于上述测量的其他仪器。

2

1.2.2　第二次世界大战和战后的前25年

第二次世界大战的到来既是一个阻力，同时又是了解并控制无线电噪声的新的推动力。在战争年代里，CISPR属下的技术活动完全停顿下来。

在第二次世界大战期间，由于军事部门对使用电信和雷达设备的巨大兴趣，无线电干扰在军事上的影响变得非常重要。军事部门还对高于常规无线电广播频率的波段感兴趣。这种军用兴趣促使可靠测量电磁干扰的仪器和军用标准迅速发展，在20世纪40年代涉及的频率达到20MHz，50年代进展到30MHz，60年代更高，达1000MHz。从一开始，军用性能标准就是更必须严格遵守和切实执行的文件。在航空航天系统和卫星技术中，电磁干扰的概念以及采取有效措施消除这种干扰也是头等大事。由此产生出大量的实际技术工作。但是，这种技术工作的成果都要保密一段较长时间。

第二次世界大战后，CISPR会议又恢复举行。美国、加拿大和澳大利亚此时参

加了 CISPR 的商议。CISPR 论坛成为在无线电干扰测量方法论和用于这种测量的仪器等方面达成一致的技术集会。随着更高频率的逐步开发利用，这种频率延伸必将研发出用于更高频率的测量方法、标准概要和测量仪表。此后，有愈来愈多的亚洲国家和世界其他地区的国家，以及国际无线电咨询委员会（CCIR）等几个对无线电科学感兴趣的国际组织也开始参加 CISPR 的会议。随着国际参加者的增多和所从事的技术领域的增长，CISPR 会议逐渐成为就电磁干扰问题进行国际交流与合作的重要载体。因此，在这个论坛上逐步发展出了用于更高频率的测量技术和详细的实施纲要。在这些会议上，还讨论了涉及频率高达 1000MHz 测量方法的精确细节，并取得一致意见。

在第二次世界大战战后时期随着无线电通信在非军事领域应用的日益增长，电磁干扰问题和与此相关的在制造各类电信产品时实施某些设计科目的需要，就突显出来。于是，几种主要的技术研究，包括干扰机制及其效应、测量技术以及使电磁干扰减至最小的设计方法等，就成为包括美国和欧洲在内的世界许多地区重点研究的主题。在此期间，为了评估由几类电气和电子设备与系统发射出的射频噪声，做了很多实际测量。作为供 CISPR 审议的技术基础的一部分，详细地测量了由广播和电视、输电线路、家用电器、电动汽车和工业/科学/医疗（ISM）设备等发射出的电磁噪声，并在 CISPR 会议上作报告和进行广泛的讨论。最初重点是在测量方法和测量仪器的细节上取得一致，而将容许的性能限值之类更困难的课题留待以后去解决。 3
与这些进展分开进行的，但却紧随其后的，是国家性的管理机构诸如美国联邦通信委员会（FCC）和英国工业标准化协会（BSI）开始颁布适用于各自国家的干扰控制限值。

在这段时间内，具有里程碑性质的重要进展有：

- 1945 年美国首份陆海军共同技术规范 JAN-I-225，涵盖陆海空三军测量无线电干扰（频率高达 20MHz）的方法，在 1946 年改为 C63.1；1963 年版修订标准，测量频率高达 30MHz，称为 C63.2；1964 年版标准 C63.3 覆盖频带高端达 1000MHz。
- 1967 年美国出版了军用标准 MIL-STD-462“电磁干扰特性的测量”，1968 年出版了 MIL-STD-461“用于控制电磁干扰的电磁发射和敏感度要求”。
- 由 CISPR 制定经逐步改进的测量技术和仪器（特别对于非军事应用）标准，在 1958 年覆盖频带高端达 30MHz，1961 年达 300MHz，和 1968 年达 1000MHz。
- 发明了测量频率范围 30MHz ~ 300MHz 的家用电器电磁发射的铁氧体钳位方法。
- 1967 年 CISPR 出版了 CISPR-4“用于频率范围 300MHz ~ 1000MHz 的一套测

量规范”和CISPR-5“具有不采用准峰值检波方法检波器的无线电干扰测量仪器”。

- 按照格式编制了技术资料，内容包括测量方法论和涵盖ISM设备、输电线路、汽车、无线电/电视接收机和家用电器的干扰源。
- 管理部门诸如美国联邦通信委员会出版了关于电磁干扰测量进行国家管理的出版物，例如1968年出版的《美国联邦通信委员会规章与条例》第二卷第18篇。

1.2.3 后25年

在过去的25年内，电气和电子工程领域飞速前进。主要进展包括数字计算机、信息技术、仪器仪表、电信和半导体技术等领域的发展。在所有这些领域里，电磁噪声和解决由电磁干扰造成的问题都很重要。这给电磁噪声领域带来大量的国际技术交流活动。

CISPR连续审议的结果产生了CISPR 16号出版物，该出版物汇集了这个领域的各种测量方法、电磁干扰的推荐限值，进而成为一种完备的出版物。CISPR的审议还产生了一些出版物，其内容涵盖了无线电和电视接收机、工业/科学/医疗设备、汽车和荧光灯的电磁噪声及其测量。与信息技术和数字电子产品这类20世纪80年代新出现的重要技术的快速发展相配合，CISPR还出版了涵盖信息技术设备的CISPR 22号出版物。

4

电磁噪声领域的军用兴趣也在电磁干扰及其测量和控制技术领域产出了许多成果。在领会EMI和实现电磁兼容性的技术规程方面，几项重大进展都是在此领域为美军所做工作的直接成果。出于军事和商业理由，各种专业产品的很多技术活动都是保密的。已出版的重要军用文件包括涵盖EMI技术的定义和测量单位的MIL-STD-463以及MIL-STD-461和MIL-STD-462的修订版。另有几个国家的武装部队用大量文献资料出版了他们自己的限制电磁干扰的标准。但是，美军做的工作和出版的标准仍然在这个领域起了引路的作用。除了基本的军用标准MIL-STD-461/462/463以外，美军还出版了几种其他标准，其内容涵盖了系统的电磁兼容性，以及各种设备诸如雷达、飞机电源、空间系统、海军泊场、移动通信等的设计和性能要求。

在20世纪80年代，数字技术的全球性增长，包括它们在工业自动化中的应用，深深地影响了电磁噪声有关问题的发展。数字仪器和设备对电磁噪声非常敏感，因为这些仪器和设备不能辨别脉冲信号与瞬态噪声。在电磁噪声的影响下，它们很容易失效。与此同时，数字电路和设备又产生大量电磁噪声。它们是宽带噪声，来自数字设备采用的非常短上升时间的脉冲。数字电路和设备所采用的时钟频率也产生电磁噪声。数字电子设备广泛使用固体元器件和集成电路，而集成电路和固体元器

件又都很容易被瞬态电磁扰动损坏。所以需要专门的设计和工程方法以保护灵敏的半导体器件免遭电磁环境的损伤。在过去的 20 年里，这个领域颇受重视，世界范围内对此主题发表了许多论文。对这类技术和工艺的讨论，在很多全国性会议和国际会议中持续地占据着主要地位。

有几个国家特别关注表述由各种电气和电子装置发射的电磁噪声容限和这些设备销售前必须经受的抗扰度限值。所以，一些组织诸如美国联邦通信委员会、德国通信技术总局（FTZ）、英国工业标准协会、日本电波障害自主规制协议会（VCCI）和其他国家的类似协会都颁布了管理电磁噪声发射和抗扰条件的性能标准。政府的专门管理机构诸如美国国家航空航天局（NASA）和国家电信与信息管理局（NTIA）以及其他国家的类似组织也已出版了管理电磁发射和抗扰度的性能标准。一些国际组织诸如国际民航组织（ICAO）和国际海事协商组织（IMCO）也很关注电磁噪声及其容限。

随着欧洲自由贸易区的出现，20 世纪 80 年代欧洲国家特别关注制定管理电磁噪声发射和抗扰度限值的通用性能标准。他们需要一个统一的方法和统一的标准以便欧洲企业能够在全欧洲销售他们的产品。在欧洲经济共同体内部，成立于 1973 年的欧洲电工标准化委员会（CENELEC）负责制定设备电磁噪声和性能限值领域协调一致的欧洲标准。由 CENELEC 制定的各种指导书涵盖了诸如无线电和电视接收机、信息技术设备、工业/科学/医疗设备等各种设备。CENELEC 指导书紧密地建立在 CISPR建议和 IEC 的其他出版物的基础上。CENELEC 采用的尺度只是为取得各国对标准表示认同走出第一步，这些标准是在 CISPR 审议的基础上写成的。但是，还有许许多多的内容留待在世界范围内特别是在欧洲以外达成共识。实际上，不同国家之间的贸易壁垒将来会建立在工艺和技术性能水平的基础上，而取代迄今惯用的税率和建立在关税结构上的制度。

5

1.3 EMI 与 EMC 概念和有关定义

电磁骚扰是可能引起一个器件、一台设备或一个系统性能降级的任何一种电磁现象。电磁骚扰可以是自然界的电磁噪声、无用信号，或在媒质中传播时自身发生的改变。

电磁干扰是由电磁骚扰造成的一个器件、一台设备或一个系统的性能下降。术语电磁干扰与射频干扰（RFI）有时可以互换使用。但这不是严格正确的。射频干扰是在接收有用信号时由射频骚扰造成的接收效果下降。射频骚扰是具有射频范围（无线电频率或高频）分量的电磁骚扰（见图 1-1）。

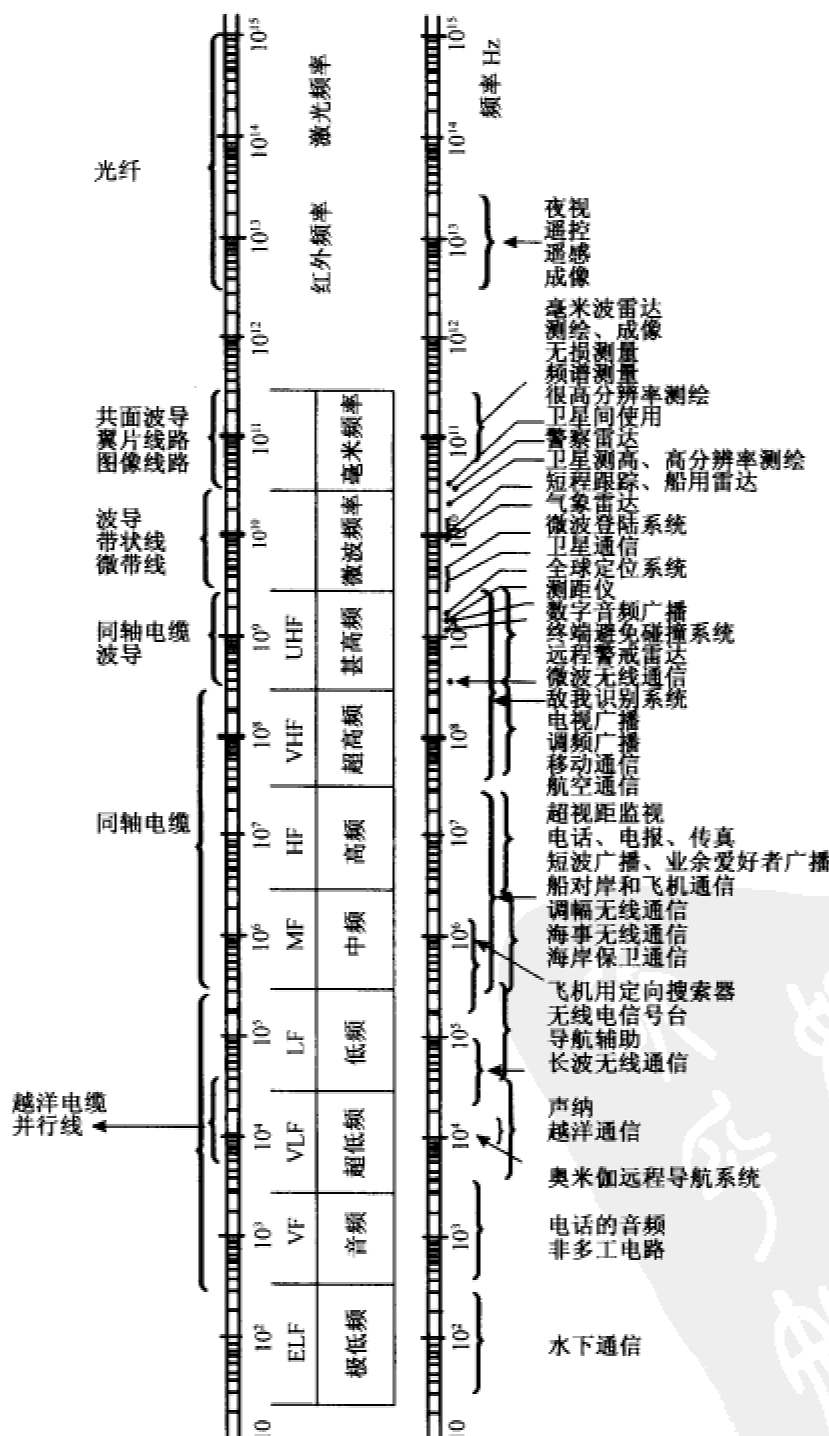


图 1-1 电磁频谱及其应用

我们来考虑电磁干扰怎样从它的源传播到接收机（它可以是一个器件或设备或系统）的。我们使用接收机这个术语来表达它接收到了电磁干扰这个事实。图1-2表示了电磁干扰从它的源到达接收机的各种机制，即：

- 从源直接辐射到接收机（途径1）。
- 从源直接辐射，然后被与接收机连接的电源电缆或信号/控制电缆拾取，电磁干扰经传导过程到达接收机（途径2）。
- 电磁干扰由源的电源电缆、信号电缆或控制电缆辐射（途径3）。
- 电磁干扰从源通过公用电源线或通过公用信号/控制电缆直接传导到接收机（途径4）。
- 电磁干扰由与源相连的各种电源/信号/控制电缆携带时，它会耦合进与接收机相连接的电源/信号/控制电缆中，尤其是当把这些电缆绑扎成捆时（即使是没有公用的电源/信号/控制电缆存在的情况，这种干扰下一步就将通过传导到达接收机）。

所以，电磁干扰从它的源到达接收机的主要机制是辐射和传导。

6 ~ 7

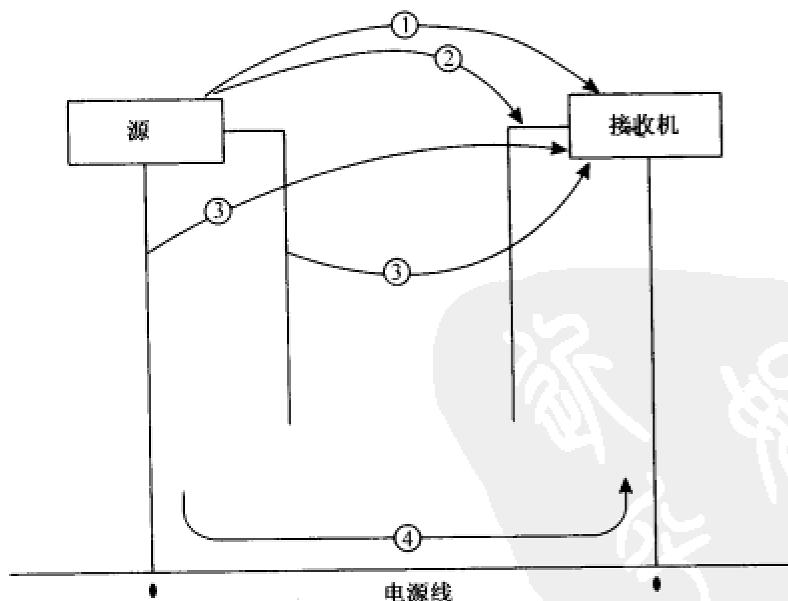


图1-2 电磁干扰的机制

电磁干扰从它的源（一个或多个）耦合进接收机以后，它能够干扰接收机的正常或令人满意的工作。当电磁干扰的强度超过了容限时，接收机就成为受害者。电磁兼容性（EMC）是接收机（器件、设备或系统）既能够在它所处的电磁环境中满意地发挥其功能，而与此同时又没有把超过容限的电磁骚扰引入此环境中的任何其

他的器件/设备/系统的能力。在过去的75年时间里，电磁干扰和电磁兼容学科已经发展成熟，成为精密的工程学科。但是，这个领域中的很多理论的和实践的课题尚待进一步详细研究。

与EMI/EMC有关的常用术语连同其标准定义，在附录1中给出。

1.4　实际经验和有关情况

今天，我们大量使用各式各样的仪器和设备，它们产生的EMI与50年前相比已不可同日而语。仪器和设备的品种与数量一直在增长，这些仪器、设备和系统也是EMI的受害者。在这段时间内，它们的配置密度已迅猛增长。此外，采用半导体器件和超大规模集成电路技术已使我们能够设计和使用更低功率量级和非常低信号电平的电路和系统。这些器件和电路具有低得多的电磁干扰容限，它们很敏感而易于失效和损坏。EMI又在很多新情况中以新的方式取得了经验。下面简述近年来取得实际经验的一些例子。

1.4.1　输电线

高压输电线是其邻近地方的电场和磁场源。这种输电线载有电压通常超过100kV、电流超过100A。图1-3示出一条架设高度距地面约10m的525kV输电线下方地面处的电场[6]。从这一数据可看出，高电场强度不仅存在于输电线的正下方，而且存在于离开中心线（间距中心线）一定距离处。表1-1给出载有不同电压的输电线正下方间距中心线处的电场强度。

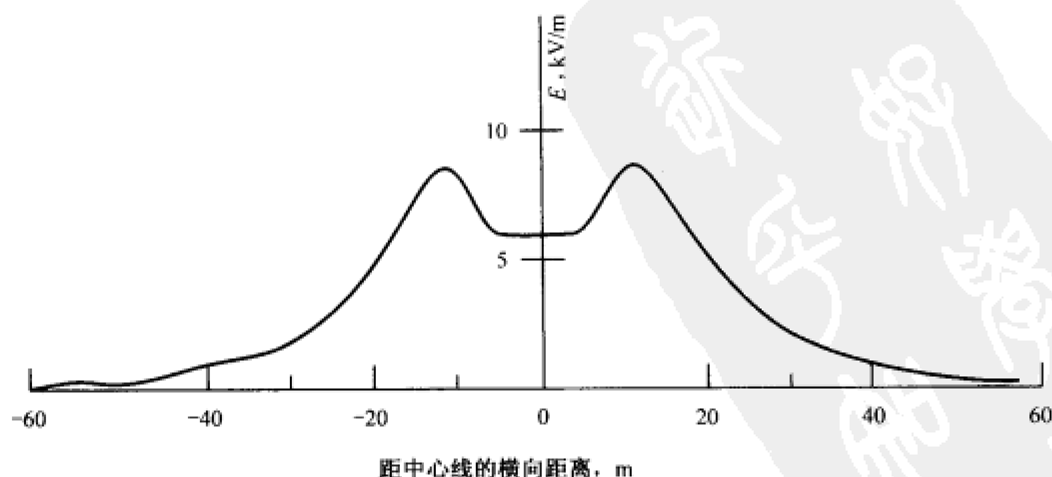


图1-3　525kV输电线下方地面处的电场强度

表 1-1 高压输电线下方间距中心线处的电场强度

系统电压/kV	123	245	420	800	1200
电场强度/kV/m	1～2	2～3	5～6	10～12	15～17

注：摘自参考文献［6］和 WHO 报告"非电离辐射防护"，vol. 8，ISBN 92-890-1101-7，1982 和 1989。

高场强的电场和磁场还存在于水下极低频（ELF）通信站极近的地方和无线电台或电视台发射机极近的地方。这种高强度电场和磁场，除了对人体的辐射伤害以外，还能够造成电爆装置的非故意启动或爆炸[7]。

1.4.2 电源线

架空输电线容易拾取来自闪电和雷暴的电磁噪声[8]。工厂和家庭中的电源线也会携带由开关、断路器、重负载开关等等产生的瞬态脉冲（参看第 3 章 3.7 节）。这些电磁骚扰足够强，能够损害计算机和很多信息技术产品的正常工作。所以在计算机整套装置进行电源设计和装配时一定要采取大量的预防保护措施[9]。在这方面已有很多出版物推荐了实际操作方法和标准。

9

1.4.3 开关和继电器

电话电路或控制装置中的开关或继电器在接通或断开操作时的放电，能够产生电磁干扰（见第 3 章 3.3 节）。这对于在超低电平信号下运作的电话线路、射电望远镜以及其他的高灵敏度控制电路和遥控指挥电路，都是一个实际问题。

1.4.4 电话设备

诸如位于电话中心机房这样的电话设备，其附近的电场强度是至关紧要的，因为这些系统通常都要求环境场强小于 1V/m（120dBμV/m）。美国的一项调查[10]指出，承受着场强超过此阈值的电话中心机房的百分比是相当高的。预计大约 20 年后，印度也将遇到类似的问题[11]，该国的电话线路和设备正在拾取着从附近电视台发射的电磁能量。必须设计专用的电话线路滤波器并安装在电话设备的适当位置，以应对这个问题。广播 AM/FM/TV 发射机、雷达和导航设备、移动无线电和电视、重工业工厂等都是电磁环境源。电磁干扰的强度取决于各种因素，包括设备的工作频率、输出功率量级和设计、安装与运行时进行测量的 EMI 限值。

1.4.5 射电天文学

在射电天文学领域，检测来自脉冲星和遥远星系的微弱射电信号是非常困难的。克服此难题而作出精确测量，要依靠地球上 EMI 源的密切配合[12]。射电望远镜中的 EMI，源自诸如数字时钟脉冲、电源或者是继电器、开关和其他电接触缝隙（在其中

会产生电弧）运行中的突发噪声，此外还有常见的源诸如无线电、电视、雷达和其他高功率电磁发射。这种微弱信号检测要求控制室的精心设计、电缆电线的布线、计算机和外设的专用屏蔽、电源和电力供电设计中的专门预防措施以及天线位置的选定。在 Arecibo 射电望远镜中，若天线附近有某些结构进行弧焊时产生电脉冲，那么它产生的 EMI 将造成灵敏接收机的过载。

1.4.6 生物效应

电场和磁场对生物系统和人的效应是很大的研究课题[13]。有两类关于人暴露在高强度电磁场中的效应。一类是当人体暴露在电/磁场中一段长时间时，在人体中感生的稳态电流。第二类是当处在高场强中的个人接触一个绝缘的金属物体诸如也处在同一电场中的电动车时，流过人体的冲击电流浪涌。人体也是一种自然界产生电场和磁场的源，人利用电化学信号控制肌肉的运动以及从身体的一个部位向另一个部位传送信息。因此，例如心电图（ECG）指示人的心脏的功能。典型的 ECG 信号峰值约为 1mV、重复率每分钟 45 ~ 150 次。人体的另一部分即脑细胞的电信号建立了脑电图（EEG）的基础。典型的 EEG 信号约 30μV ~ 50μV、阿尔法律动约 10Hz 左右。所以，当强度与此相仿的外来场和信号流过人体时，这些外来信号在生物体的电化学过程中可能感生出的变化性质和电压，具有重要意义，它是大量生物医学研究的课题。研究人类和其他生物系统连续暴露在低强度的电场或磁场或电磁场中的效应，也是现代流行的很活跃的研究领域，这些场会在人体内感生出电流。此外，人体细胞组织中的小磁性粒子能够受到外来时变场的力矩作用。这有可能影响生物系统的反馈功能，诸如一些通道的开启和关闭，以及由此影响到细胞的行为。现在正试图建立人体暴露在电磁辐射中的安全极限的数据。医学文献和安全学文献二者都预示短时间内流入或流出人体的总电流密度的阈值约大于 $100mA/m^2$，在人体内的电场强度阈值超过几 V/m。若较长时间暴露在协调的激励中，也可允许阈值大约 $10mA/m^2$ 和 10V/m。但是，现阶段对于长时间低电平场对人和其他生物系统的效应的认识还是很不完全的[13]，必要的试验都是最难做的，大多数是在试验对象和环境的变化不受控制的条件下进行的。

1.4.7 飞机导航

最近，从纽瓦克飞往圣马丁的航班中，在一架客机的奥米伽导航设备中观察到严重的导航误差[14]。各台仪器的读数彼此不一致，在时间上前后矛盾，航向也与飞机最后的已知位置不一致。随后查找原因发现，造成误差的 EMI 源竟是一位旅客正在观看的一台便携式电视机。迄今的另一事故是，在飞机起飞和着陆期间，一位旅客在操作一台便携式计算机，严重地干扰了飞机的导航设备。

1.4.8 军用设备

在军用航空和航天系统中，包括导弹或火箭发射飞船装置，整个系统的电磁兼容性与可靠性有着同等的重要程度[15]。各种组件（电路或设备）、子系统和系统，在系统组装和配置之前都要经过大量的EMC试验。在设计和组装阶段要仔细地考虑诸如雷电、静电放电和各种瞬态场的出现等方面，并采用恰当的减弱技术将它们一一克服。但是由于保密考虑和这些应用的性质，在此领域中出版的资料凤毛麟角，即使出版了也是在延迟了相当长时间以后。已经有的几份报告是关于土星、民兵、巨人、大力神-人马座宇宙飞船运载火箭由于EMI造成发射失败事故的[15]。今天，航天航空系统已成为EMI减弱技术对于保证发射成功起着关键作用的领域。在此类应用中采用的重要措施和技术有：仔细规划和分配频率、接地、搭接、屏蔽、滤波、电缆布线和电路建造，以避免脉冲型干扰、静电积累和交互调制，包括由许多射频源、接收机和天线所造成的特别是对军舰的无源交互调制（或螺钉锈蚀效应）。

1.4.9 安全可靠的通信

安全可靠的通信与数据处理，在军用和国家安全用途中是极其重要的。一个载有情报数据的信号的非有意电磁发射，通过辐射和/或传导途径，如果被专门的传感器截取和解析，将会泄露保密的信息。这种截取可发生在信息处理设备进行数据的发射、接收或加工和处理的任一阶段。鉴于这一危险，对于那些要求严格的用途，其可能通过传导和辐射而泄漏的辐射电平必须受到严格的规范控制。这称为TEMPEST规范。

TEMPEST并不是缩写词，它是一个非保密术语，用以表达一整套高敏感技术规范和符合这些技术规范的专门测量方法，TEMPEST标准规定了军用通信、雷达、导航辅助设备、航空电子设备、信息处理和计算机设备的杂散电磁能量发射的允许电平。数据加工或通信系统的打印机、视频显示单元、电缆装置等等都辐射低电平的杂散电磁场。虽然这些场很微弱，但是这些信号仍然能够被灵敏的监视器件拾取和解读。通常TEMPEST级防护包含下列内容。

- 由仔细设计电路及其布局组成的减小（或消除）无用的和杂散发射的源抑制技术。
- 对所有可能泄密的发射进行滤波处理和高度整体性的电磁屏蔽。
- 对各种设备内支架组件和相互连接采取防护措施，以防电磁能量可能泄漏。
- 对有灵敏设备的房屋，进行有效的电磁屏蔽并限制进入。

按TEMPEST标准采取防护措施的系统或设备，进行了专门的设计和测试，以保证不会有能被入侵者检测到和解码后得到有用保密信息的杂散电磁辐射。TEMPEST

12 标准和技术规范最初发源于保护重要的防卫系统，近来也有一些国家机构、工业和商业部门采用类似的技术和工艺保护自己的信息。达到 TEMPEST 标准和技术规范常常要把设备的成本增加 2 ~ 3 倍。但是，这对那些数据保密具有头等重要性的场合仍是合算的。

TEMPEST 试验包括专门设计的更灵敏的测试设备，它们要经常进行精确的校准。接收机常常具有光标控制的整体扫频能力，这使测试工程师能够在任意一点停止扫描，并对正在检测的信号作出交互分析。内置的或自动的校准也是 TEMPEST 级测试设备通常具有的性能。自动的信号分析与测量设备采用同步和不同步两种技术，鉴别发射并解析它们，从而能够对波形数据进行复杂的算法分析。采用具有高速信号处理器的数字滤波的有关技术，在用于 TEMPEST 认证的测试设备中也有用武之地。

1.4.10 集成电路

今天广泛用于许多仪器或设备中的集成电路，包括信息技术产品，正遭受着来自 EMI 的最大威胁[16]。在最严重的情况下，EMI 会使这些器件烧坏。在数字信号电路中，EMI 效应会增大电路的误码率或使之出错；在模拟信号电路中，EMI 将增大噪声电平并导致电路和系统运行功能下降。

上述例子并不是全部领域中经验的清单，而只是表示了近来的感受和关切，作为仍在继续遭受 EMI 问题类型的说明。其目的不是提出警告，而是指出 EMI/EMC 在今天是一个多方面的问题，它提醒我们在全部电气与电子设备和系统，特别是通信与控制设备和系统的设计和实际使用中经常应注意这一问题。

1.5 频谱管理[17,18]

从图 1-1 看出，电磁频谱的需求量很大。为了提供各种广播、通信、导航和其他服务，频率缺口持续不断地存在着。这些来自种种新服务的需求，在过去的 30 年中已成倍地增长，而且现在还在继续增长。电磁频谱现在仍然是一项有限度的自然资源。作为需求不断增长的结果，各种代理和服务机构不得不与其他用户共享频谱资源。没有一个用户再享有垄断权。在这种情况下，电磁兼容就更具有头等重要性。

1.5.1 发射机和接收机

图 1-1 所示的各种不同的服务以及提供这些服务的设备，工作在指定的频率或频带内。各种国家管理团体和国际组织对此进行了严格控制（见第 12 章）。所以，每一台无线电或电视广播发射机、雷达发射机或通信发射机都被限定在特定的频率

13 （或频带）内工作，只允许在该频率或频带内辐射电磁能量。能够对电磁兼容性和频

谱利用率产生影响的发射机和接收机的基本参数列于表 1-2。

表 1-2 影响 EMC 的发射机与接收机参数

发射机	→	输出功率
		频率
		带宽
		带外发射
		杂散发射
接收机	→	灵敏度
		选择性
		镜频抑制
		杂散抑制
		邻频道抑制

众所周知，各种发射机都要在它工作所需频带外的紧邻频率发射带外电磁辐射。这种发射是调制过程的后果。大多数发射机还在它工作所需频带外，以杂散发射的形式发射电磁能量，这包括谐波发射、寄生发射、交互调制生成物和变频生成物等。实际上，带外发射和杂散发射都是使用了带宽超过规定的那些发射机产生的。与带外发射不同，杂散发射的电平能够通过适当的设计而减小，不影响信息的正常传输。

与此类似，接收机设计中的关键参数是它的灵敏度、选择性和抑制镜像响应、杂散响应和邻近频道响应的能力。接收机的效率是可以测量的，方法是测量它把输入射频的能量转化（或转发）成中频能量输出的能力。在减小电磁干扰和保证频谱有效使用方面，发射机参数和接收机参数两者都是重要的。这是容易理解的，因为发射机与对应的接收机（一台或多台）必须工作在频率紧密配合的状态。发射机与对应的接收机（一台或多台）的协调设计将能保证占用最少的频带。

1.5.2 频谱空间

在频谱使用的管理中，主要的宏观考虑事项列于表 1-3。除了发射的指定频率（带宽）以外，使用时间也是一个相关的参数。如果某一特定的服务并不在全部时间使用频段或信道，并能以时间复用的方式完成工作，那么一个频段或信道可以由几个用户按时间分配而共享。此外，信号或场强随离开发射机的距离增大而减小。

表 1-3 频谱共享的宏观考虑

频谱使用	→	频率/频带
		时间
		距离/地区

场强减小的方式取决于传播的方法以及天线的增益和辐射方向图。在一定的距离或地区以外，场强就变得太弱，以致难以被检测到或者干扰别的服务。在此距离

或地区开外，同一频率就可以“再使用”，并可将它分配给别的用户或服务使用。作为一个宏观概念，使用的频谱空间定义为使用的频带宽度（B），通过潜在的干扰谢绝其他用户的地区面积（A）和系统使用或发射该频谱的时间百分率（T）三者的乘积。所以，数学表示为：

$$\text{使用的频谱空间} = B \times A \times T \tag{1-1}$$

1.5.3 电信

在过去的几十年内，对电信服务的需求有了稳步的增长。在过去的十年中，需求的增长呈现指数上升态势。这是信息技术发展的直接后果。影响电信需求增长的主要因素是计算机互联网和信息交换的发展，依赖于数据通信系统的个人便携式计算机使用日益增长，以及以便携式个人通信器材和移动设备两种形式为基础的个人通信使用的日益增长。

在大城市内，陆地移动无线通信系统已经非常普及。它们被各种机构使用，诸如执法管理部门、医疗和消防等重要的服务部门、公共事业部门以及个人用于私人用途和商业用途。这个趋势已经在世界许多主要大城市促成蜂窝电话系统的建立和发展。图1-4所示的一条代表主要大城市需求增长的曲线，表明了更重的重担加在频谱上。虽然这条特定的曲线是北美情况的反映，但这趋势也同样代表了欧洲和日本大城市的需求增长情况。这条曲线还将原封不动地成为几年后的其他发展中国家大城市的需求增长情况。

15

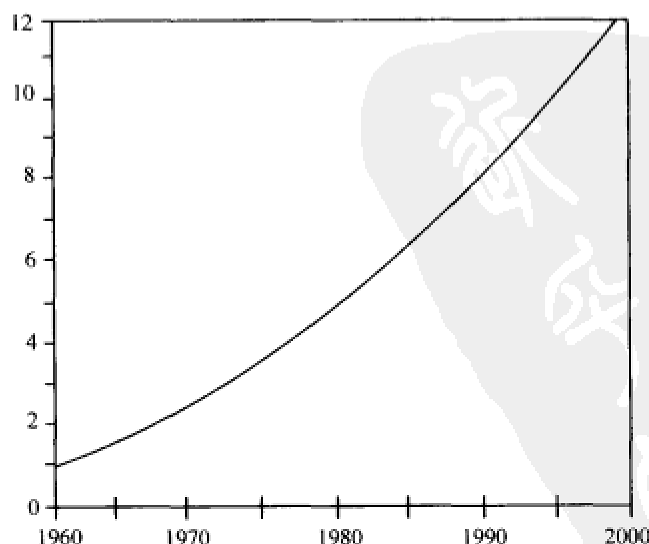


图1-4 对频谱的需求归一化图（基于1960年）

注：摘自参考文献［17］。

1.5.4 发展趋势

对电信服务始终增长着的需求转化成随时间日益增长的对更多通信频道容量的需求。在此领域，先进的半导体技术和通信技术，以及为 EMC 充分提供的对频谱利用富有革新精神的方法，二者都变得非常合乎时宜。在这个努力方向上得出可能的解决方案的发展趋势是：信息压缩、新的调制方案、效率更高的频道间隔和通信系统体系结构与配置上的新措施。表 1-4 列出了实现频谱管理的几种有用的技术辅助手段。

表 1-4 通信中的频谱管理技术

方法	技术支持
带宽压缩（信息压缩）	数字语音编码、语音处理算法
效率高的调制	多能级的、部分响应、信道编码
更小的频道间隔	传输带宽的减小，频率稳定度的提高（频率合成器、温度补偿振荡器）
系统体系结构	频道重复使用（蜂窝式无线电话）、采用系统控制器

信息压缩技术依靠仔细选择信息位，然后去掉冗余位的原则，从而减小了传输信息所需要的总带宽。采用各种编码方案的数字语音压缩是沿此方向发展的一个范例。不同的调制方案所需的频谱带宽不同，最大容许干扰电平也不同。因此，调制方法的逐步发展，尤其是最优信息能够打包合并进一个给定带宽内的数字调制方法的出现，具有重大的现实意义。但是，不同的调制方法需要不同的发射功率输出电平，在接收机输入端需要的载噪比也不同。移动无线通信频道现在采用的调制方法具有典型的效率，为 2.5bit/s/Hz。技术的改进可产生更稳定的频率源，可减小对邻近频道的潜在干扰，使得有可能采用效率更高的频道间隔。在含有特大型城市的地区，仔细作出频率复用计划，以及合理设计蜂窝移动电话系统的体系结构与配置，也是实现频谱有效利用的关键措施。在频谱分配与利用的规划和实践中，注重电磁兼容性是极其重要的。

16

1.6 EMI 和 EMC 综述

电磁干扰在 3/4 世纪前就已被确认是一个重大的实际问题，这一情况容易使人认为，现在它必定已是一个很成熟的领域，从而解决这类问题也只是例行工艺规程。今日境况确实是已有大量理论的、解析的和实践的资料可供了解电磁干扰之用。EMI 缓减技术以及实现电磁兼容的方法，都已经从基于试验—错误—再试验的逐步逼近的传统 EMC 方法逐渐成熟起来。电磁兼容性已经发展成为一个很多学科之间的交叉课题。

但是，这个领域至今仍有很多问题和课题等待研究。电磁兼容领域还需要进一

步研究的内容包括干扰的特征、测量技术和缓减其危害的技术等。沿此方向，第16章列出的参考文献目录以及在许多章中讨论的需要进一点研究的内容，将有助于本书读者。

对于电路设计者和从事各种设备和系统的设计、安装和运行的工程师而言，要求他们充分通晓电磁干扰和电磁兼容方面的知识，也是同等重要（如果不是更重要的话）而且具有现代意义的。掌握干扰源和缓减技术的基本知识，将有助于尽可能早地在电路和系统的设计与组装阶段就避免干扰。这比那种把EMI留到产品或系统已经安装好并且正遭受干扰时再来解决与缓减的方法更合理也更节约。采用让EMI先确立、再事后补救，是高成本且不科学和增加工程麻烦的方法。从这个角度看，各种测量技术也是重要的。本书将为读者提供这方面的全方位背景知识。

本书中叙述的内容广泛地包括了电磁干扰和电磁兼容的四个特别的方面，它们是EMI的各种源及其特性（第2～4章）、测量EMI和EMC的步骤（第5～8章）、实现EMC的技术和工艺（第9～12章）以及分析EMI和EMC的计算机模型（第13和14章）。由于内容不同，各章之间、各个论题之间纯数学的严密程度会有所不同。贯穿全书的写法是叙述物理图像，同时给出分析公式。当数学分析可得出定量结果时，则予以引用。在各章中，为了表述明白和帮助更好的理解，都给出了证明性的和有具体数字的例子。

1.7　分析计算举例

1.4节和1.5节的讨论从系统或设备的角度讲述了有关EMI/EMC的几个领域。下面我们将回顾电路和电磁场方面的三个课题。这些课题通常是四年制大学的三年级（或三年制的二年级）课程讲述的。我们将讨论这些实例，来说明电磁噪声（或干扰）是怎样产生的和/或在电气和电子线路中是怎样传输的。

17

1.7.1　非线性

考虑如图1-5所示的 n 阶非线性电路。输出电压 $V_{out}(t)$[1] 与输入电压 $V_{in}(t)$ 的关系为：

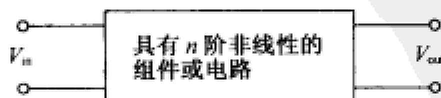


图1-5　n 阶非线性电路

1. 国内的书籍中一般用字母 U 表示电压，本书中沿用国外书籍习惯，使用字母 V 表示电压。——编者注

$$V_{out} = \sum_{k=1}^{n} a_k V_{in}^k(t) \tag{1-2}$$

为了便于说明，设 $n=2$（即是二阶非线性）。并假设正弦输入电压还伴随着有一个小的噪声电压分量 $V_N(t)$，于是

$$V_{in}(t) = \{V_0\cos\omega t + V_N(t)\} \tag{1-3}$$

将式（1-3）代入式（1-2），展开后按序排列，得

$$\begin{aligned} V_{out}(t) &= \sum_{k=1}^{2} a_k\{V_0\cos\omega t + V_N(t)\}^k \\ &= a_1\{V_0\cos\omega t + V_N(t)\} + a_2\{V_0\cos\omega t + V_N(t)\}^2 \\ &= \frac{1}{2}a_2V_0^2 + \frac{1}{2}a_2V_0^2\cos 2\omega t + a_1V_0\cos\omega t \\ &\quad + 2a_2V_0V_N(t)\cos\omega t + a_2V_N^2(t) + a_1V_N(t) \end{aligned} \tag{1-4}$$

式（1-4）右端第 1 项是直流分量；第 2 项是输入频率的 2 次谐波分量；第 3 项是输入频率分量；第 4 项是输入信号频率与噪声电压频率的拍频，它会产生一些倍频和差频；第 5 与第 6 项是噪声分量，这两项都在输出电路的通带内并具有另外的频率。

显然，输出信号中具有了输入信号中没有的一些频率（或在这些频率上的电磁噪声）。对于一个已知的非线性，输出信号中各个频率的噪声含量（即电磁噪声）取决于输入噪声及输出电路的带宽。所有这些频率分量可看作是由电路非线性产生的电磁干扰的附加源。

此处，我们的注意力不在于分析所产生出的频率倍增对于该特定非线性电路功能是否重要，而是注意到如下事实：几个新的潜在干扰频率（即 EMI 源）产生自非线性，而这些干扰将通过传导或辐射途径传输至电路或设备的其他部分（见图 1-2）。

1.7.1.1 电路中二阶非线性的一个实际例子是二极管检波器。此外，放大器、调制器、解调器、限幅器、混频器和开关电路或脉冲电路，则是其他在实践中常见的有源非线性。铁氧体器件诸如环行器和隔离器也都引进非线性。某些时候，无源非线性还会在电路中完全非故意地产生（见第 3 章 3.5 节）。经常会见到，在本书援引的几个例子中，非线性的阶数是比较高的（如在式（1-2）中，$n>2$）。关于电路中非线性及随之产生的 EMI，将在第 3 章中进一步讨论。

18

1.7.1.2 在脉冲和数字电路中，脉冲上升时间和脉冲重复率二者都产生可能构成电磁干扰的频谱分量。上升时间为 t_r 秒的脉冲产生的干扰频谱在（$1/\pi t_r$）Hz 上下。例如上升时间为 0.5ns 的脉冲产生的干扰频谱在 635MHz 的上下。即使信号自身的频率要低得多，这种频率的 EMI 还是产生了。

1.7.2 电抗耦合

电磁能量从电路或设备的一部分耦合到另一部分，通常是通过与电感和电容相关联的磁场和/或电场实现的。作为说明此效应的一个例子，我们考虑一个示于图1-6的电感耦合电路。电压源 V_1 产生初级回路电流 I_1。互感 M 在次级回路中感生出电流 I_2。R_1 和 L_1 是初级回路的总净电阻和电感；R_2 和 L_2 是次级回路中的总净电阻和电感；互感 M 是耦合两个回路的磁通。对这两个闭合回路，有

$$V_1=(R_1+\mathrm{j}\omega L_1)I_1-\mathrm{j}\omega MI_2 \tag{1-5}$$

$$0=-\mathrm{j}\omega MI_1+(R_2+\mathrm{j}\omega L_2)I_2 \tag{1-6}$$

式中 ω 是角频率。

解这两个方程，可得出稳态感应电流 I_2 为

$$I_2=V_1\frac{\mathrm{j}\omega M}{(R_1+\mathrm{j}\omega L_1)(R_2+\mathrm{j}\omega L_2)+\omega^2M^2}$$

跨接于电阻 R_2 两端的感生干扰电压 V_N 为

19

$$V_N=I_2R_2=V_1\frac{\mathrm{j}\omega MR_2}{\omega^2(M^2-L_1L_2)+\mathrm{j}\omega(L_1R_2+L_2R_1)+R_1R_2} \tag{1-7}$$

在低频（即 $R_1\gg\omega L_1$ 和 $R_2\gg\omega L_2$）时，式（1-7）变为

$$V_{N_{lf}}=V_1\frac{\mathrm{j}\omega MR_2}{R_1R_2} \tag{1-7a}$$

在高频，即 $R_1\ll\omega L_1$ 和 $R_2\ll\omega L_2$ 时，式（1-7）变为

$$V_{N_{hf}}=V_1\frac{\mathrm{j}\omega MR_2}{\omega^2(M^2-L_1L_2)}=V_1\frac{MR_2}{\mathrm{j}\omega(L_1L_2-M^2)} \tag{1-7b}$$

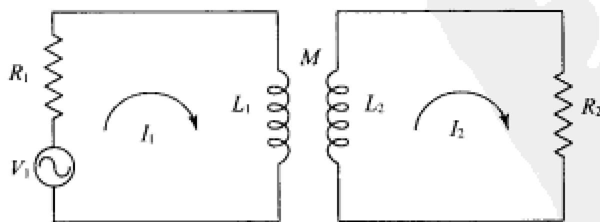


图1-6 简单电感耦合电路

1.7.2.1 从上述分析和推导中，我们注意到，在一个很宽的频率范围内干扰电压能够在两个彼此靠近的载流导体之间通过电感或磁场耦合而进行传递或耦合。与

此类似，电磁能量或电压也能通过电场或电容耦合而发生耦合。实际上，电路和设备中的电磁能量耦合是复杂的，而且包括电感和电容两种耦合。上述例子所代表的发生耦合的情况包括：电路、设备、印制电路板、带状线或微带组件上的两条或多条靠得很近的载流导线（电源线或信号线）。包含多导体的电磁干扰耦合模型将在第3章中讨论。

1.7.3 导线的辐射

在许多实用情况中，由简单载流导线辐射的电场和磁场可以将导线看作短偶极子来分析计算[19]。设导线的长度 dl 短于感兴趣的波长 λ、导线直径比其长度又小得多。再设电流在偶极子长度范围内均匀分布。对这样的载流导线，在球坐标系 (r',θ,ϕ) 中的径向电场 $E_{r'}$ 与横向电场 E_θ 可推导成如下形式[19,20]：

$$E_{r'}=60i\ \mathrm{d}l\ \cos\theta\left(\frac{i}{r'^2}-\frac{\mathrm{j}}{\beta r'^3}\right)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\beta r'}\cdot\hat{a}_{r'} \tag{1-8}$$

$$E_\theta=30i\ \mathrm{d}l\ \sin\theta\left(\frac{\mathrm{j}\beta}{r'}+\frac{i}{r'^2}-\frac{\mathrm{j}}{\beta r'^3}\right)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\beta r'}\cdot\hat{a}_\theta \tag{1-9}$$

相关联的横向磁场 H_ϕ 为

$$H_\phi=\frac{i\ \mathrm{d}l}{4\pi}\sin\theta\left(\frac{\mathrm{j}\beta}{r'}+\frac{i}{r'^2}\right)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\beta r'}\cdot\hat{a}_\phi \tag{1-10}$$

式中，$i=I_0\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega t}$ 是时变电流；

r' = 到场点的距离；

$\beta=2\pi/\lambda$ 为相移常数；

$\mathrm{j}=\sqrt{-1}$。

20

式（1-8）~（1-10）可以用下列球坐标系—柱坐标系转换公式改写成柱坐标系 (r,x,ϕ)（见图1-7）中的形式：

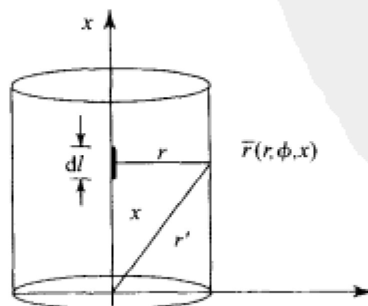


图1-7 柱坐标系

$$\hat{a}_{r'} = \frac{r}{\sqrt{r^2+x^2}} \cdot \hat{r} + \frac{x}{\sqrt{r^2+x^2}} \cdot \hat{x}$$

$$\hat{a}_\theta = \frac{x}{\sqrt{r^2+x^2}} \cdot \hat{r} - \frac{r}{\sqrt{r^2+x^2}} \cdot \hat{x} \quad \hat{a}_\phi = \hat{\phi}$$

$$r' = \sqrt{r^2+x^2} \quad \cos\theta = \frac{x}{\sqrt{r^2+x^2}} \quad \sin\theta = \frac{r}{\sqrt{r^2+x^2}}$$

于是，电场和磁场分量 E_r、E_x 和 H_ϕ 的表达式可推导成如下形式：

$$E_r = \mathrm{j}\,30\ i\ \mathrm{d}lrx\left[\frac{\beta}{(r^2+x^2)^{3/2}} + \frac{\mathrm{j}}{(r^2+x^2)^2} + \frac{1}{\beta(r^2+x^2)^{5/2}}\right]\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\beta\sqrt{r^2+x^2}} \tag{1-11}$$

$$E_x = \mathrm{j}\,30\ i\ \mathrm{d}l\left[-\frac{r^2\beta}{(r^2+x^2)^{3/2}} + \frac{\mathrm{j}(r^2+2x^2)}{(r^2+x^2)^2} + \frac{(r^2+2x^2)}{\beta(r^2+x^2)^{5/2}}\right]\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\beta\sqrt{r^2+x^2}} \tag{1-12}$$

$$H_\theta = \frac{i\ \mathrm{d}l\ r}{4\pi}\left[\frac{\mathrm{j}\beta}{(r^2+x^2)} + \frac{1}{(r^2+x^2)^{3/2}}\right]\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\beta\sqrt{r^2+x^2}} \tag{1-13}$$

当 $r \gg \mathrm{d}l$（这就是熟知的远场辐射区），则可将上述三式近似为

$$E_r = \mathrm{j}\frac{30\,i\ \mathrm{d}l\ r\ x\beta}{(r^2+x^2)^{3/2}}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\beta\sqrt{r^2+x^2}} \tag{1-14}$$

$$E_x = -\mathrm{j}\frac{30i\ \mathrm{d}l\ r^2\beta}{(r^2+x^2)^{3/2}}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\beta\sqrt{r^2+x^2}} \tag{1-15}$$

$$H_\phi = \mathrm{j}\frac{i\ \mathrm{d}l\ r\beta}{4\pi(r^2+x^2)}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\beta\sqrt{r^2+x^2}} \tag{1-16}$$

式（1-11）~（1-13）完整地表达了由载流导线产生的电场和磁场在远场区和近场区的特性。远场区和近场区的过渡没有严格的定义。典型地，对细天线小长度时（即长度 $\mathrm{d}l < \lambda/8$ 的电短辐射偶极子），远场区对应于 $r > \lambda/2\pi$。对于其他类型的辐射器，通常远场定义为 $r > 2L^2/\lambda$，式中 L 是辐射器的最大尺寸。在远场区内，电场和磁场是由式（1-14）~（1-16）给出的辐射场。在近场区（也称电抗性近场区）内，场分量由式（1-11）~（1-13）所表示的电抗场和辐射场组合而成。

21

1.7.3.1 在载有上升时间为 0.5ns 电脉冲的脉冲电路或数字电路中，从 1.7.1.2 节中我们已知，干扰谱频率存在于 635MHz（或 $\lambda \approx 47$cm）周围。因此，对这些场，在空气介质中，远场区约在 8cm（$=\lambda/2\pi$）以外，而电抗性近场区则是从干扰源至这一距离以内。

1.7.3.2 在实际情况中，我们常常遇到在印制电路板、带状传输线和微带组件上裸露的（未加屏蔽的）载有信号的短导线。从上述讨论可知，这些未屏蔽的载有

信号的短导线和传输线要辐射电磁能量或干扰。此外，这些未屏蔽导线也像天线一样拾取干扰。这种情况在高速数字电路和高密度组装的印制电路板中更具重要意义。与此有关的某些例子将在第14章中讨论。

1.7.4 电路中的EMI源

上面考察的三个例子说明了电磁干扰是怎样产生的，或在电气和电子线路中是怎样从电路的一部分传送到另一部分的。各种无源的和有源的非线性、电磁能量的电抗耦合，以及电路中裸露的或未屏蔽的辐射（或拾取）电磁能量的一段导线，都是经常存在于许多电路中的。在某些电路中，这种源的存在是已知的而且完全是故意的，在这类情况中，EMI从“前门”进入；还有另一种情况，这种源的存在完全是非故意的而且实际上是不知道的，在这类情况中，EMI从“后门”进入。各种“前门”和“后门”入口的存在，会也可能不会改变电路的特性或功能。但是，这两种源所起的作用与产生或传输电磁干扰的源一样。大多数教科书中经典的处理方法常常是忽略了对于认清EMI有重要作用的一些方面。从消除或抑制电磁干扰的角度来看，必须仔细认出所有潜在的EMI源，并从电路设计和规划阶段开始就采取有效措施减小（如果不能完全消除）由它们造成的各种不希望的效应。

参考文献

1. *IEEE Standards Collection: Electromagnetic Compatibility*, New York: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 1992.
2. G. A. Jackson, "International EMC co-operation: past, present and future," *Proc. IEEE International Symp. EMC*, pp. 1-3, 1986.
3. R. M. Showers, "The uniform standards initiative," *Proc. IEEE International Symp. EMC*, pp. 332-336, 1991.
4. C. Marshman, *The Guide to the EMC Directive 89/336* EEC, New York: IEEE Press, 1992 (2nd Edition, 1995).
5. N. J. Carter, "International co-operation in the military area," *Proc. IEEE International Symp. EMC*, pp. 4-7, 1986.
6. (a) L. E. Zaffanella, "Survey of residential magnetic field sources," Electric Power Research Institute, Research Project Report, Sept. 1992.
   (b) F. S. Barnes, "The effects of time varying magnetic fields on biological materials," *IEEE Trans Magnetics*, Vol. 25, pp. 2092-97, Oct. 1990.
7. T. A. Baginski, "Hazard of low-frequency electromagnetic coupling of overhead power transmission lines to electro-explosive devices," *IEEE Trans EMC*, Vol. 31, pp. 393-395, Nov. 1989.
8. M. A. Uman and E. P. Krider, "A review of natural lightning—experimental data and modeling," *IEEE Trans EMC*, Vol. 24, pp. 79-112, May 1982.
9. M. Mardiguian, *Interference Contol in Computers and Microprocessor Based Equipment*, Gainesville, VA: Inter-

22

ference Control Technologies, 1984.

10. D. N. Heirman, "Broadcast electromagnetic interference environment near telephone equipment," *Proc. National Telecommunications Conference*, pp. 28. 5. 1 – 28. 5. 5, 1976.
11. Technical Reports, SAMEER—Center for Electromagnetics, Madras, India, 1993.
12. P. Waterman, "Conducting radio astronomy in the EMC environment," *IEEE Trans EMC*, Vol. 26, pp. 29 – 33, Feb. 1984.
13. (a) F. S. Barnes, "Typical electric and magnetic field exposure at power line frequencies and their coupling to biological systems," *Biological Effects of Environmental Electromagnetic Fields* (*Editor: M. Blank*), Washington, DC: ACS Books, 1995.

    (b) F. S. Barnes, "Interaction of DC and ELF electric fields with biological materials and systems," in *Biological Effects of Electromagnetic Fields* (*Editor: C. Polk*), 2nd Edition, Boca Raton, FL: CRC Press, 1994.
14. L. Geppert, "EMI in the sky," *IEEE Spectrum*, Vol. 32, p. 21, Feb. 1994.
15. Yiming, "Review of EMC practice for launch vehicle systems," *IEEE International Symp. EMC*, pp. 459 – 464, 1988.
16. C. Duvvury and A. Amarasekera, "ESD—A pervasive reliability concern for IC technologies," *Proc. IEEE*, Vol. 81, pp. 690 – 702, May 1993.
17. K. Krisler and A. Davidson, "Impact of 90s technology on spectrum management," *IEEE International Symp. EMC*, pp. 401 – 405, 1990.
18. R. L. Hinkle, "Spectrum conservation techniques for future telecommunications," *IEEE International Symp. EMC*, pp. 413 – 417, 1990.
19. A. A. Smith, Jr, *Radio Frequency Principles and Applications*, New York: IEEE Press, 1998.
20. R. E. Collin, *Antennas and Radio Wave Propagation*, New York: McGraw Hill Book Co., 1985.

习题

1. 解释 EMI 与 RFI 有何不同。
2. 在什么频率范围内，（1）传导 EMI 和（2）辐射 EMI 可能占主要地位？为什么？
3. 若一个非线性检波器/放大器的输出电压由下式给出

$$V_{out} = \sum_{n=1}^{3} a_n V^n$$

[23] 式中 V 是频率为 f_1 的输入正弦电压，

（1）求输出中存在的全部频率并依序列出。

（2）证明输出中频率为 f_1 的分量的振幅为

$$a_1 |V| + \frac{3}{4} a_3 |V|^3$$

（3）a_3 的量纲是什么？

4. 对于图 1-A1 所示的电路，已知电压源 V_1 按图所示连接，推导跨于耦合电路中负载阻抗 Z

两端的电压 V_Z 的表达式。

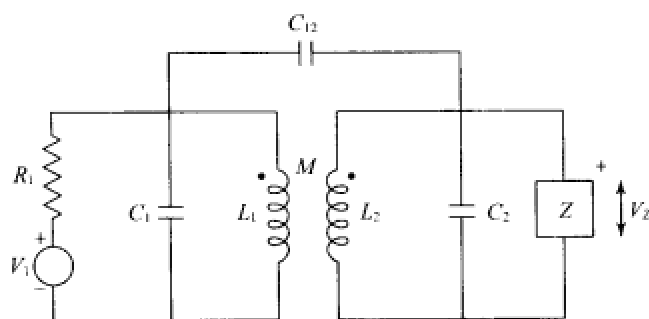


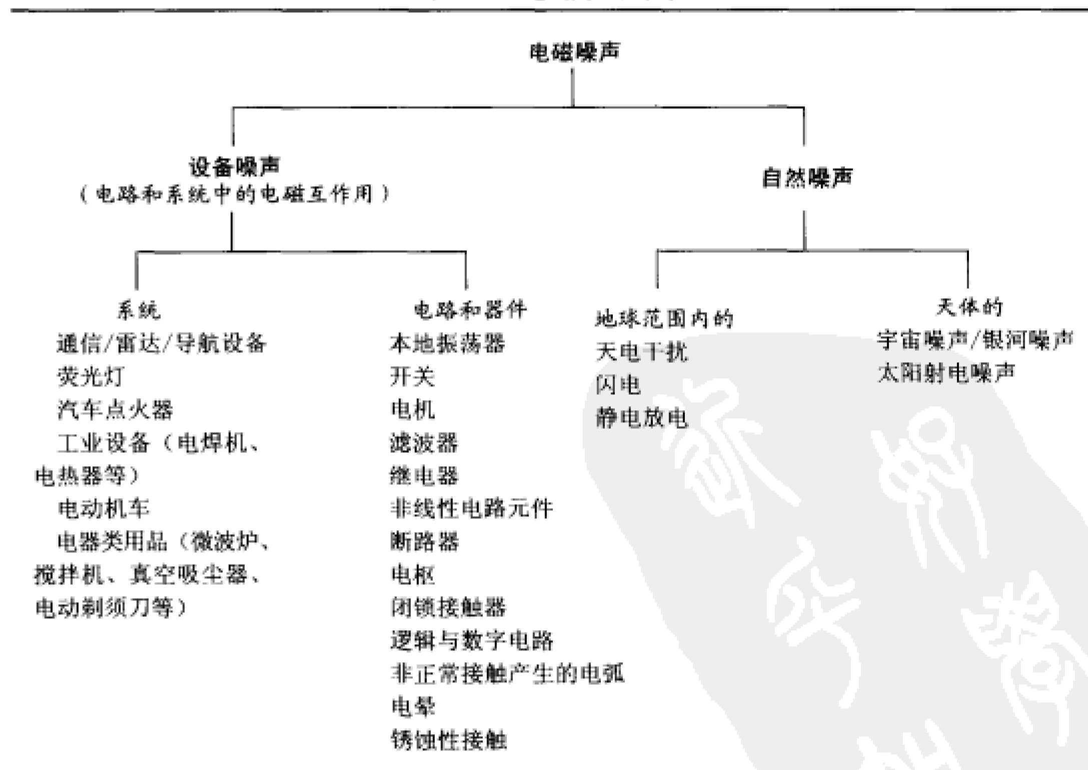
图　1-A1

第2章 EMI的自然源与核源

2.1 引言

电磁干扰的源有自然的和人为的两种。自然的源包括来自太阳与星球的电磁干扰以及诸如大气干扰、闪电、雷暴和静电放电之类的各种自然现象。除自然干扰源以外，各种电气、电子仪器和机电设备在工作时也产生电磁干扰，这种干扰是人为造成的。表2-1列出了电磁干扰的几种源。

表2-1 电磁干扰的源



本章介绍电磁干扰源的种类以及自然电磁噪声的性质。虽然核爆炸产生的电磁脉冲（EMP）不能说成是自然现象，但是电磁脉冲产生的电磁骚扰与自然界大气现象产生的最严重的、强度极高的电磁骚扰类似。因此，为了方便分析，把核电磁脉

冲归类在闪电与静电放电一类自然现象中。

2.2 天体的电磁噪声

众所周知，诸如太阳、星体和银河系这样的天体都处在非常高的温度中。这些天体的电磁辐射可以认为是由于很高温度下热电离生成的带电离子的无规则运动产生的。在行星与月亮等天体中，燃烧过程已经平息。然而，在某些时间段里，这类天体朝向太阳的一面因从太阳吸收热辐射而加热到极高的温度。天体的这些加热了的部分将发射热噪声，这种发射的特性取决于这些天体所达到的温度。

行星际辐射源的发射有连续分布的和不连续分布的两种。不连续发射的源有太阳、月亮和木星，它们发射宽带的以及窄带的电磁噪声。在太阳耀斑和太阳黑子活动期间，太阳的辐射剧烈地变化。银河系之类的连续辐射源通常辐射宽带电磁噪声。天体电磁噪声的频谱分布示于图2-1。

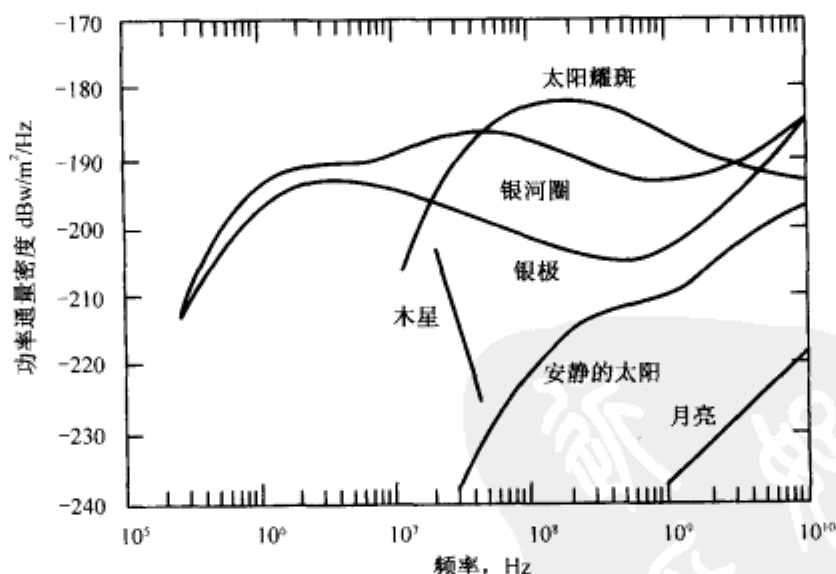


图2-1 天体电磁噪声的频谱分布[1]

宇宙射线发射的电磁噪声电平并不随时间发生明显的变化，除非噪声源自身产生变化，使得电磁噪声的发射相应地发生变化。但是，在地球上某一点所接收到的宇宙射线噪声，由于地球公转和自转的原因，会在一天之内随时间而发生变化。

对于波长从米波到厘米波和更短波长的宽谱噪声，最初发现它来自银河系，后来又发现它来自宇宙的各个方向。于是，它起初称为银河噪声，后来冠以宇宙噪声这个更普遍的名称。来自天空不同部分的噪声，强度也不同。叠加在这个总的背景

噪声之上的一些很强的点源在宇宙的所有方向上都会出现。这些点源可能跟光学可见点源或星体相关，也可能无关。这些点源通常称为射电星。此外，人们还检测到从天空各个部分发射来的强度不等的在某些离散频率上的电磁辐射。它们之中最重要的是覆盖天空所有部分的中性氢气云团。其辐射频率为1420MHz，其他频率也有发现。另一种有趣的辐射源是称作脉冲星的点源。它们以很稳定的重复频率发射脉冲型电磁噪声。对于电磁波谱中的所有这些不同的辐射都能够作出物理解释，但这超出了本章范围。在处理采用高增益天线的灵敏度极高的低噪声接收机的观测资料时，特别是在VHF、UHF以及更高的频率范围，这些来自行星际辐射源的电磁噪声的作用将变得十分重要。

2.3　闪电放电

大气电磁噪声是由大气中的放电产生的。它可以是局部现象，也可以是区域现象。较强的大气电磁噪声源是闪电和静电放电[2]。闪电是带电的云在大气中放电形成的。云团积聚的电荷来自大气。云中电荷积累到一定程度时，云对地的电位就足够高了，当云中场强超过击穿阈值时，就发生放电。这种放电可发生在云与地之间，也可发生在云际之间。下面我们将讨论这些放电现象以及相关的电磁场模型。

2.3.1　地闪

云与地之间的一次完整的放电，称为闪电，持续大约0.5s。闪电或放电由一系列称为闪击的大电流脉冲组成。每次闪击持续大约1ms，闪击之间的时间间隔约40ms～80ms。发生在云内的预击穿过程是先导产生的第一步，随后负电荷（电子）在一系列短的发光的梯级阶段中逐级开辟出朝向地面的闪电通道，这称为梯级先导。先导的这些梯级一般持续1μs，长度为几十米，各梯级之间的间歇时间约50μs。一个发育完全的梯级先导输送大约5C负电荷向下运动，平均速度约2×10^5m/s，脉冲电流的量级为1kA。对应的电场脉冲和磁场脉冲的宽度等于或小于1μs，上升时间等于或小于0.1μs。云中积累的负电荷在击穿过程中放完。这些效应合成产生持续时间为几百毫秒的变化的电场。

27

当具有负的电势为10^8V的先导前端快到达地面时，前端下方的强电场引发一上行的放电。上行和下行的放电在地面上方几十米处会合，将先导前端联接到地电位上。当地电位波向上沿着已电离的先导路径传播时，先导通道的放电就发生了，称之为回击，其上行的速度约为光速的1/3。从地面到通道顶部的传播时间约100μs。在最低点，峰值电流约30kA。在几微秒内就达到峰值，接着在大约50μs内下降到峰值的一半。

由于能量的释放，温度骤然升高，产生高压通道和冲击波。这一过程产生了雷鸣。

2.3.2 云际放电

不接触地面的所有闪电统称为云闪，云中的静电荷产生静电场。其场强值可根据电荷分布情况和与地面的距离来估算。在计算电场强度时，地面的影响可以作为镜像电荷考虑。闪电过程产生的瞬变电场与磁场的持续时间一般为几分之一微秒。产生这些场的电流也有相同的持续时间。这种亚微秒场和电流能够激励飞机机身谐振，可以对采用非金属结构材料的飞机造成严重的伤害。非金属材料常用在现代军用飞机上，以获得低反射率与减小雷达截面。实际上，非金属材料还降低了对飞机内部的电磁屏蔽效果。位于这种飞机里面的重要低压数字电子线路易遭云闪损坏。

2.3.3 闪电产生的电磁场

精确计算闪电产生的场强是很复杂的。我们无法控制自然源（如闪电）产生的电磁干扰波形的特性。数学模型也是在近似基础上建立的，不可能用来精确地定量计算所产生的效应。然而，关于波形特点及其空间分布的近似思路仍有助于了解相关电磁干扰的特性，并在某种程度上，通过实验室的试验研究可以用这些波形去估计干扰对接收设备的影响。下面介绍关于闪电产生的电磁场的一种模型。

2.3.3.1　与时间相关的电偶极子。电磁干扰的自然源可视为一个与时间相关的电流偶极子。这种源产生的电磁场与一个标量势和一个矢量势有关。设 ϕ 和 $\vec{A}$ 分别为标量势和矢量势，则 E 和 H 场[3-6]由下式给出：

28

$$\vec{E}(\vec{p},t) = -\nabla\phi - \frac{\partial}{\partial t}\vec{A} \tag{2-1}$$

$$H(\vec{p},t) = \frac{1}{\mu_0}\nabla\times\vec{A} \tag{2-2}$$

式中 ϕ 和 $\vec{A}$ 都是距离 $\vec{p}$ 和时间 t 的函数。在图 2-2 中，电流偶极子的长度为 dl，其方向沿着 x 轴。位置 $\vec{p}$ 是观测点，$\vec{p'}$ 是源点，$D=|\vec{p}-\vec{p'}|$ 是这两点间的距离。将电荷分布记为 ρ，$c=\mu_0/\varepsilon_0$ 为光速，ε_0 为自由空间介电常数，μ_0 为自由空间磁导率。矢量势和标量势满足条件：

$$\nabla\cdot\vec{A} + \frac{1}{c^2}\frac{\partial}{\partial t}\phi = 0 \tag{2-3}$$

或

$$\phi(\vec{p},t) - c^2\int_0^t \nabla\cdot\vec{A}(\vec{p},t')\,dt'$$

这里采用柱坐标系，并设偶极子源位于完纯导电的地平面上方 x 处。

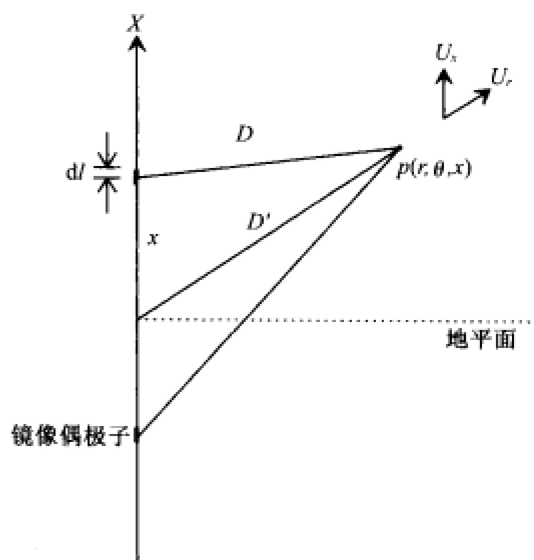


图 2-2 电流偶极子产生的辐射

对这个模型，计算电磁场的第一步是导出 $\vec{A}$，然后利用式（2-1）和式（2-3）可解得 E 和 H 场的值。此过程完整的数学推导可参看文献［4、5］。这里我们只关注其结果，于是有

$$\vec{E}(\vec{p},t)=\vec{U}_r\frac{\mathrm{d}l}{2\pi\varepsilon_0}\frac{\rho x}{D^2}\left\{\frac{3I}{D^3}+\frac{3i}{cD^2}+\frac{1}{c^2D}\frac{\partial i}{\partial t}\right\}$$
$$+\vec{U}_x\frac{\mathrm{d}l}{2\pi\varepsilon_0}\left\{\left[\frac{3x^2}{D^2}-1\right]\left(\frac{I}{D^3}+\frac{i}{cD^2}\right)+\left(\frac{x^2}{D^2}-1\right)\frac{1}{c^2D}\frac{\partial i}{\partial t}\right\} \tag{2-4}$$

29

$$\vec{H}(\vec{p},t)=\vec{U}_\theta\frac{\mathrm{d}l}{2\pi}\frac{\rho}{D}\left\{\frac{i}{D^2}+\frac{1}{cD}\frac{\partial i}{\partial t}\right\} \tag{2-5}$$

式中

$$I=I\left(x',t-\frac{D'}{c}\right)=\int_0^t i(t'-D'/c)\,\mathrm{d}t' \tag{2-6}$$

$$D'=(x^2+D^2)^{1/2} \tag{2-7}$$

$\vec{U}_r$、$\vec{U}_\theta$和$\vec{U}_x$是柱坐标系的单位矢量。

注意，当 $x\to 0$ 时 $D'\to D$，即偶极子靠近地平面。

2.3.3.2 闪电放电 为了用模型进行计算，将地闪简化为垂直的电流圆柱，将两朵云之间的云闪简化为水平的电流圆柱。为了方便计算场强，假设这两种电流圆柱的横截面都很小。利用这些简化条件后，从式（2-4）和式（2-5）得出以下结果。

（1）在远区（即 $D\gg dl$），式（2-4）中除了最后一项以外，其他各项都可以忽略不计，于是式（2-4）变为

$$\vec{E}(\vec{p},t)=-\vec{U}_x\frac{dl}{2\pi\varepsilon_0}\frac{1}{c^2D}\frac{\partial i}{\partial t} \tag{2-8}$$

因此，远距离闪电的场强与观测点至源（即闪电的位置）的距离成反比（按 $1/D$ 变化）。在此区内，电场只有平行于电流柱方向的分量，场强大小与电流随时间的变化率成正比。磁场在垂直于电流柱的平面上。从式（2-4）与式（2-5）容易看出，计算远区的场强（即 EMI）时，只需计算这两式中的最后一项。

（2）对于近区场强的计算，此时不满足 $D\gg dl$ 条件，式（2-4）和式（2-5）中的所有各项都要计算。这说明当 D 小时，两式中除最后一项以外的其余各项对场强具有更显著的影响。可以看出，近场 EMI 与电流的强度成正比，而电流大小随时间的变化率对近区场强的影响则较小。

（3）计算闪电放电产生的场强是必要的，例如用于计算闪电放电在输电线上产生的瞬时过电压。所以，式（2-4）和式（2-5）对于定量估算系统中的 EMI 是有用的。

2.3.4 闪电放电对传输线的效应

电流柱辐射的电磁场穿越大气层传播，它的传播机理与无线电发射机发射信号相同。电波被地面和电离层反射。远处场点的总场是所有反射场以及来自辐射源的直射波的矢量和。传播的电磁能量能够被距离闪电位置相当远的灵敏接收机拾取。闪电放电辐射的电磁能量的水平极化分量将被输电线拾取，干扰信号便以浪涌的形式出现在这些输电线上。这种浪涌沿着输电线传播，影响着与此供电干线连接的所有设备和仪表。

30

这种出现在输电线上的瞬态电压的例子[7]如图 2-3 所示。图中感应电压的 90% 是由辐射场的水平分量产生的。对于比较长的线路，垂直分量的影响很小。从图 2-3 可以看出，记录下的峰值电压不到 300～400V，这是因为线路上用了避雷器（见第 11 章）。电压 V_{PG} 与 V_{NG} 分别表示相线与地线以及中线与地线之间的电压。图中波形是在闪电并未直接击中输电线的条件下记录下来的。在没有安装避雷器时，标准输电线上峰值电压数值范围为 30kV～40kV。有关浪涌在输电线上的传播以及线路和系统对于这类浪涌防护技术的进一步讨论，在第 3、7、8 和 11 章中给出。

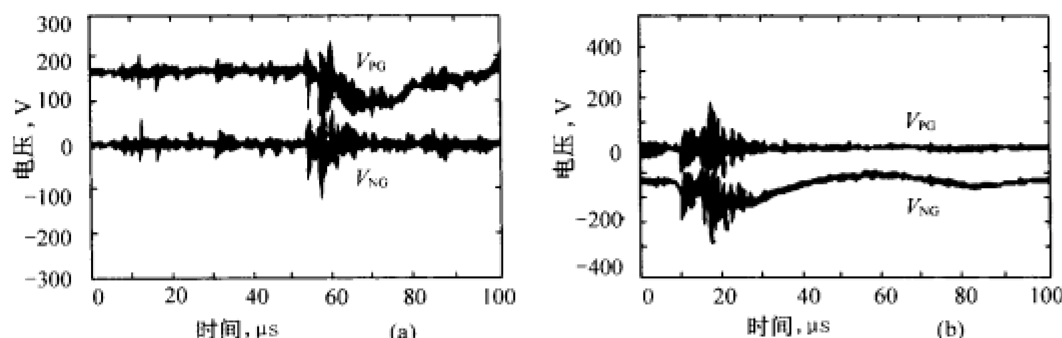


图2-3 两个互无关系的雷电闪击在其附近供电干线上产生的瞬态电压时域波形。示波器采样速率为每微秒10次[7]

2.4 静电放电

静电放电（ESD）即累积的静电电荷放电，是一种自然现象。这种放电产生电 31 磁干扰。当两种不同介电常数的材料（例如毛皮与玻璃）互相摩擦时便产生静电。物体带电还可来自加热（失去电子）或与带电物体接触。静电放电是把累积的电荷泄放给具有较低对地电阻的另一物体。这种产生电磁干扰的放电对它触及的设备和个人产生的效应有多种，从听觉中的或测量设备中的噪声与骚扰到令人不适的电击。

呈现ESD的几种材料[8]列于表2-2。这些都是平常熟知的摩擦起电系列材料。排列在表前头的材料与排列在后面的材料摩擦时，通常获得正电荷。此外，表中相隔愈远的两种材料摩擦时，产生的静电荷将愈多。

表2-2 呈现静电放电的材料

石棉	丝绸	硬橡胶	聚氨酯泡沫体
醋酸纤维	铝	聚酯薄膜	聚酯
玻璃	纸	环氧玻璃	莎纶
人发	聚氨酯	镍、铜、银	聚乙烯
尼龙	棉	黄铜、不锈钢	聚丙烯
羊毛	木	合成橡胶	聚氯乙烯（乙烯树脂）
毛皮	钢	丙烯酸	聚四氟乙烯
铅	火漆	聚苯乙烯泡沫体	硅橡胶

2.4.1 电荷积累与放电

静电荷积累的一个普通例子是，一个人穿着鞋底是绝缘材料（如聚氨酯）的鞋子，行走在羊毛或任何一种合成纤维织成的地毯上（见图2-4）。此例中，地毯是 32 上好的绝缘体，而鞋底是不导电的介质。当人在地毯上走动时，鞋底与地毯相互摩擦，

鞋底的表面就带电了。累积的电荷逐步传输到人体。照这样下去，可累积高达 10^{-6}C 或更多的电荷，电荷的多少取决于地毯与鞋底的性质以及人在地毯上走过的路程。这种情况很容易就产生出高达 15kV 的电压（见图 2-4）。当带电的人体接触到金属物品（如对地电阻小的门把手或者接地电气设备）时，累积的静电荷就突然释放。人体能安全承受的电压上限约为 35kV。电压超过此限度就要发生击穿。一个人行走时能达到的电压取决于地板材料的性质、行走的步数、鞋子类型、湿度等。人体是静电的携带者。

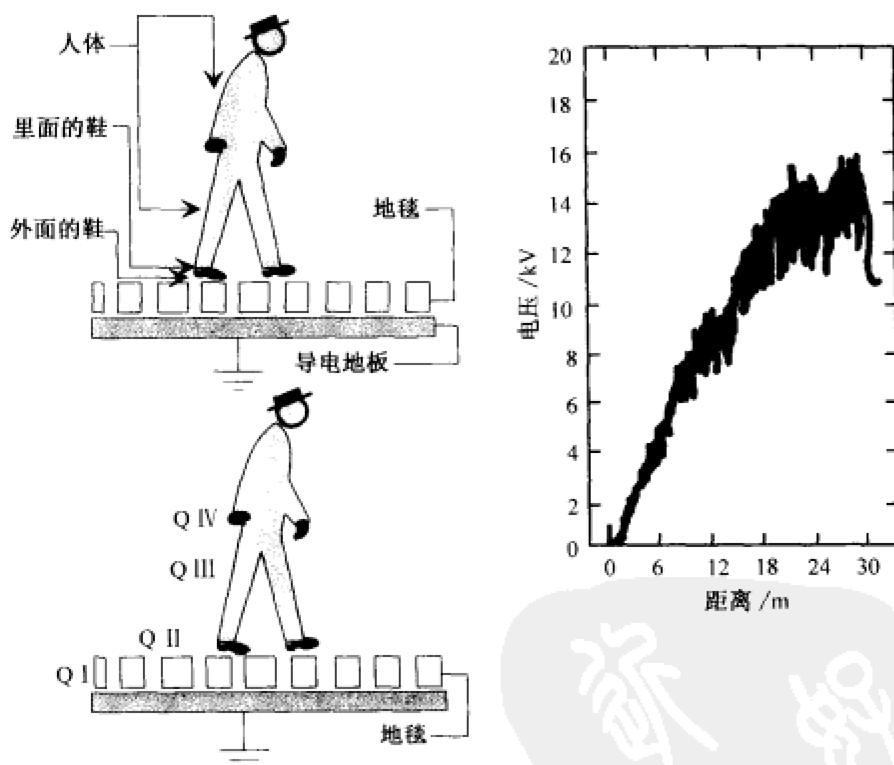


图 2-4 由静电荷产生电压的积累[9]

表面电阻率大于 $10^9\Omega/m^2$ 的材料很容易建立静电势，因为材料的高绝缘电阻使它很难通过泄漏来释放电荷。低电阻率的材料将因为复合而逐渐失去电荷。其他能发生电荷积累与静电放电的实例有轮椅、旋转的家具、传送带、降温风扇、塑料直排轮滑鞋、复印机和打印机中纸的运动、用喷气枪清洗、使用热空气射流进行 PVC 封装、用溶剂清洗、热敷层、火箭发射和排气喷嘴等。

累积了电荷的物体总是在寻找机会将失衡的电荷释放。这种放电可以通过适度的导电通道不断地泄漏电荷而平稳地进行。另一种放电方式，就是电荷突然释放而

产生电弧，在很短时间内发生强放电。在几十微秒内释放几微库仑电量，所产生的平均电流为几安培，峰值电流则可高达100A。

在文献[8]中，广泛讨论了从人手到金属物体、从运动着的家具到金属物体这两种ESD的情况。能够较好描述最坏情况下人体ESD的两个电流波形如图2-5a和图2-5b所示。同样能够较好描述最坏情况下家具ESD的两个电流波形如图2-5c和图2-5d所示。人体ESD的两个波形分别对应4kV和15kV的最大电荷电压。类似地，家具ESD的两个波形对应4kV和8kV的最大电荷电压。在家具静电放电时，限制最大电压值的因素之一是电晕放电。由于家具通常都有较尖锐的拐角，容易发生电晕而阻止极高电压的生成。此外，图2-5a和图2-5c表示了初始斜率较高的情况（上升时间通常小于1ns）；而图2-5b和图2-5d则表示了初始斜率较低的情况（通常长达甚至超过20ns）。必须记住，ESD波形以及放电电压和电流从一种情况到另一种情况的差别可能是非常大的。

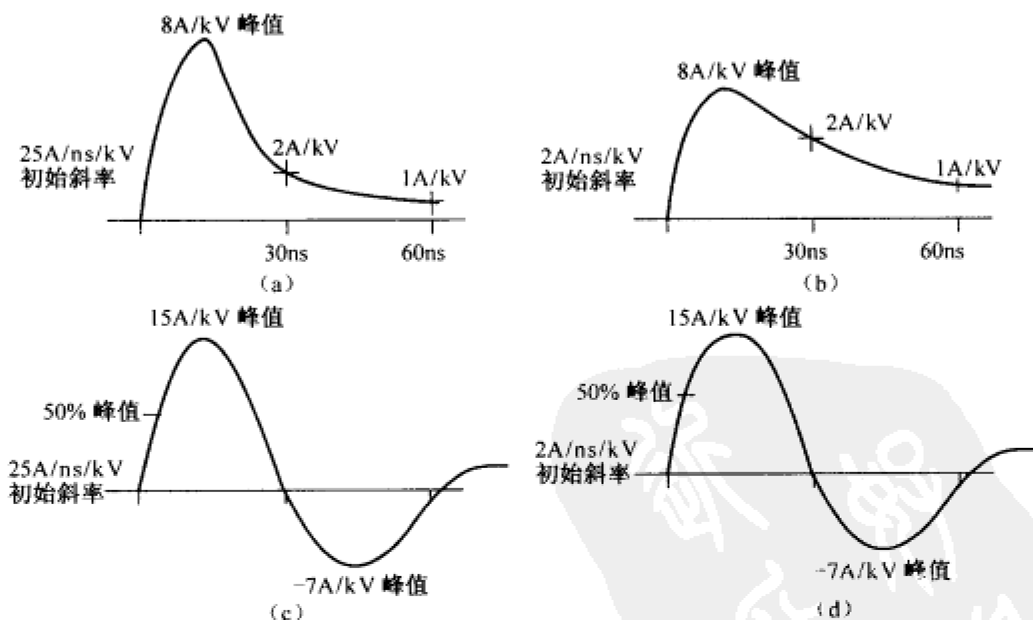


图2-5　静电放电波形（从IEEE C62.47复制）

实验结果指出，当涉及不导电的合成材料（诸如合成纤维地毯、PVC鞋底等），且处在低湿度（20%～30%）环境中时，静电电压可能高达20kV～25kV。在极端环境中，电压的上限可达30kV～40kV。在这样的电压下，将发生电晕放电。

物体中的电荷累积和静电势的建立就是储存能量。物体中以静电形态储存的能量W（以J为单位）是物体的电容C（以F为单位）与电压V（以V为单位）的函数，即：

$$W=(1/2)CV^2 \tag{2-9}$$

通常在地毯上行走的人是静电携带者，鞋底常常是不导电的合成材料，这有助于增加行人携带的电荷。移动设备诸如手推车（装有用绝缘橡胶或其他合成材料做的轮子）也是静电的携带者。图 2-6 举例说明了电子设备（静电放电的接受者或受害者）经受静电放电的几种典型的途径。因此，为了保护电子设备免遭静电放电之害，设备的设计者必须提供保护措施以防来自人员和各种物体的静电放电。如前所述，没有严谨的数学方法能够计算出静电的准确数量或放电脉冲电压/电流波形。常用的方法则是规定最坏情况上限，然后按此设计能承受此静电放电的设备。

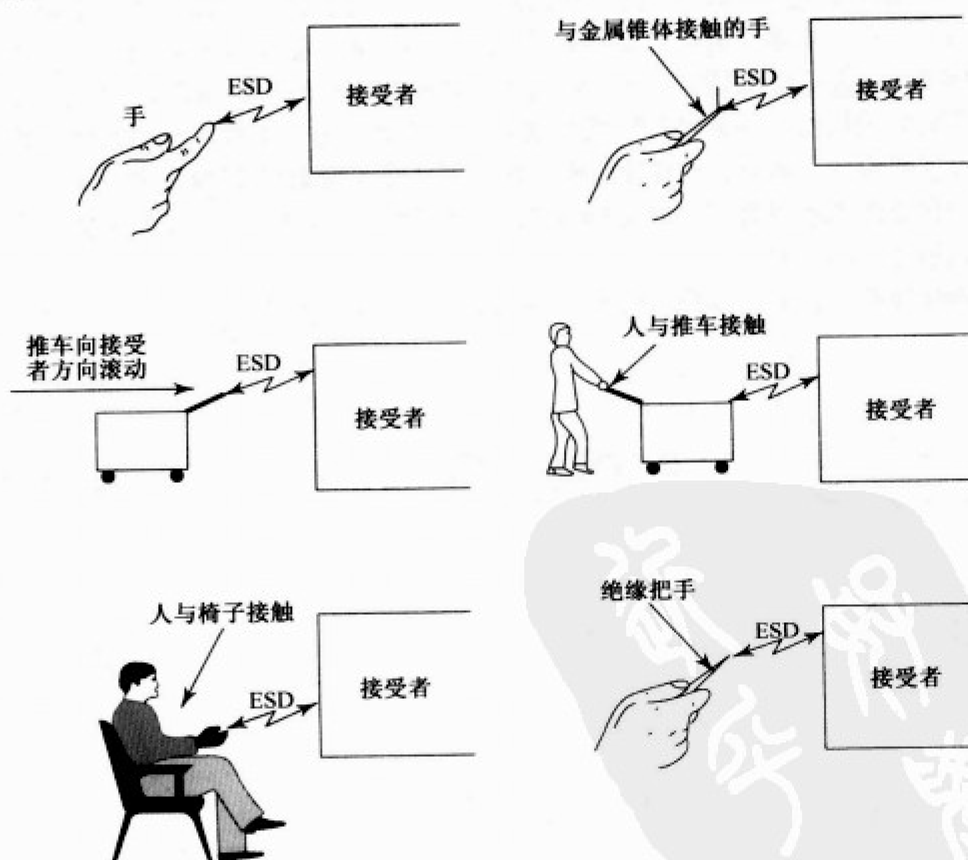


图 2-6 静电放电的几个典型例子[8]

已估算出人体电容的典型值约为 60pF ~ 300pF。这个变化范围充分考虑了人的身高与形态上的差异、与接地表面或地电位物体的接近程度、媒质介电常数等。150pF 是常用的平均值，并被几种试验技术规范采用。用式（2-9）可算出，一个 10kV 的

脉冲在这样一个电容器中储存有约7.5mJ的能量，而4kV脉冲储存的能量约1.2mJ。在测量中，具有同等意义的另一参数是人手与接收物金属部分之间的接触电阻。根据实验，在几种标准和技术规范中此接触电阻的取值为330Ω。330Ω代表了从人体（通常是手指）到接收设备静电放电的最坏情况下的阻抗。本书中我们将采用这些人体电容和接触电阻的数值。

2.4.2 ESD波形模型

从电磁干扰的观点看，ESD最重要的指标是电流波形特性。使用现代宽带示波器对包括人体在内的ESD研究结果表明，ESD波形具有亚纳秒级的上升时间（200ps左右）和很高的起始峰值。起始峰值是从手/前臂组合体经由低感抗通路放电的结果。另一方面，人体放电会产生长得多的脉冲。因此，这两种波形组合就反映了包含人体在内的静电放电特性。从一台设备的带电部位到另一设备的ESD波形往往具有较宽的峰值特性，该尖峰的特性还取决于闯入者接近的速度：接近速度愈快，脉冲上升斜率愈陡。所以，不可能用唯一的模型来反映所有的ESD现象。但是，一个典型的代表性波形将有助于研究ESD现象，并设计出切合实际的试验来测定受试设备的敏感度或抗扰度。

ESD事件（例如，来自人的静电放电）的典型波形如图2-7所示。其数学表达式为：

$$A(t)=1943(e^{-t/2.2}-e^{-t/2})+857(e^{-t/22}-e^{-t/20}) \tag{2-10}$$

式中，时间t以ns为单位。此波形起始尖峰的上升时间为1.2 ns，两个波的峰值电流分别为68 A和30 A。

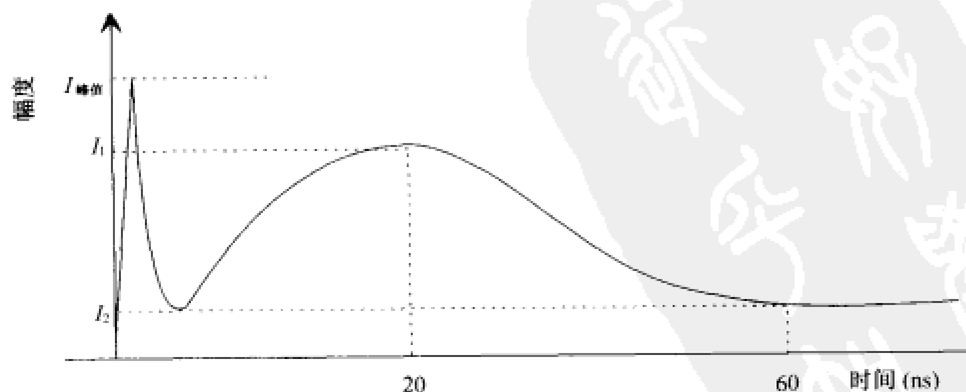


图2-7 静电放电的波形

与此类似的波形已在各种有关人体静电放电特性的研究中应用[4,5,10]。在实验室

中进行传导模拟测试确定设备对静电放电的抗扰度时，这类波形也是很有用的。对ESD的抗扰度测试将在第8章中讨论与讲述。

36

2.4.3 ESD等效电路

包含人体（他的前臂和手指）在内的ESD通路以及放电时通过的物体，可以用如图2-8所示的等效电路来表示[11]。当手指非常靠近物体时，很高的静电场强会造成电介质击穿并产生电弧。图中，L_1与R_1是人体电感与电阻、C_1是人体对地的电容；与L_1和R_1串联的L_2和R_2是手臂和手指的电感与电阻，C_2是手臂和手指对地的电容；L_K和R_K是将要接触的物体的电感和电阻，C_K是物体对地的电容。电路中C_3与C_4的存在表明物体跟前臂与手指没有直接的直流电连接。当带电的人体/手指正在接近物体时，在手指与物体之间的空隙处产生出强电场。这个强电场产生一电弧。当电弧正在发生时，被C_3旁路而呈现在放电通路中的是电感与电阻（L_S与R_S）。L_1+L_2、R_1+R_2和C_1+C_2的典型值分别为0.7μH、1kΩ~30kΩ和150pF。脉冲上升时间取决于$(L_1+L_2)/(R_1+R_2)$的比值，脉冲宽度则取决于时间常数$(R_1+R_2)\times(C_1+C_2)$。

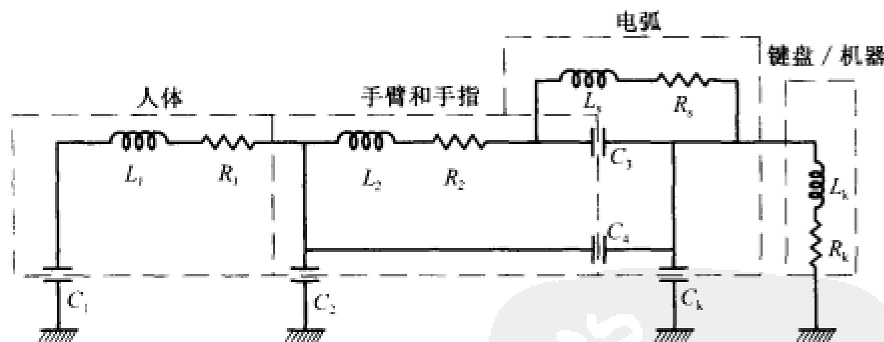


图2-8 静电放电的等效电路模型

2.4.4 ESD的辐射场

当静电放电产生电火花时，在两个电极之间有电流在流动。这个时变电流产生电场和磁场。该场在空间传播，并在附近的系统和器件中产生电磁干扰。场强的定量估算有助于EMI的求解。

为了估算近区以及远区的辐射场，将ESD电火花理想化为一个位于无限大完纯导电平面上方的赫兹偶极子。这与2.3.3.1节中的分析模型相同。在模拟ESD事件时，让偶极子靠近地平面。将图2-7所示的电流波形用于偶极子模型，可预测辐射场。该辐射场可直接穿透设备，或激励孔缝和输入/输出电缆等等。ESD感应的场与接收者的几何形状有关，其依赖关系是复杂的。

37

我们注意到，ESD事件的模型与图2-2所示的模型相同。因此，由ESD脉冲辐射的E和H场方程的通解，与式（2-4）~式(2-7）的通解相同。但是，当用式（2-4）~式(2-7）来描述ESD产生的辐射场时，在式（2-4）中的静电偶极子I/D^3一项将不出现，这是因为ESD不能保存静电荷（即不随时间变化的电荷），而自由空间中的偶极子可保存静电荷［5］。由于ESD脉冲表示为一个以很高速度接近地平面（即$x\to 0$）的偶极子，于是，由ESD产生的E和H场的表达式可写为：

$$\vec{E}(\vec{p},t)=\vec{U}_r\frac{\mathrm{d}l}{2\pi\varepsilon_0}\frac{\rho x}{D^2}\left\{\frac{3i}{cD^2}+\frac{1}{c^2D}\frac{\partial i}{\partial t}\right\} + U_x\frac{\mathrm{d}l}{2\pi\varepsilon_0}\left\{\left(\frac{3x^2}{D^2}-1\right)\frac{i}{cD^2}+\left(\frac{x^2}{D^2}-1\right)\frac{\partial i}{\partial t}\right\} \tag{2-11}$$

$$\vec{H}(\vec{p},t)=U_0\frac{\mathrm{d}l}{2\pi}\frac{\rho}{D}\left\{\frac{i}{D^2}+\frac{1}{cD}\frac{\partial i}{\partial t}\right\} \tag{2-12}$$

由二式可得到以下结论：

（1）在近区（即不满足条件$D\gg \mathrm{d}l$），场取决于电流i；以及

（2）在远区（即满足条件$D\gg \mathrm{d}l$），场取决于$\partial i/\partial t$。

因此，快时变脉冲的峰值决定近区场的值；而它的上升率影响远区场。起始尖峰的性质也非常强烈地依赖于放电生成机制接近地平面的速度：更快的接近产生出更陡的上升斜率；较高的电压需要较高的接近速度以实现快的ESD。

式（2-11）与式（2-12）给出了长度为dl的电流元产生的场。将此二式对电流通道总长度（等于两个电极之间的距离）进行积分，就可得出总场。因为两电极之间距离通常都不大，故积分由乘法代替。

由4kV静电放电产生的典型E场和H场如图2-9所示。此图表达了一个实例的数据。式（2-11）与式（2-12）是通用公式，它可用于估算由任何ESD事件产生的EMI。

38

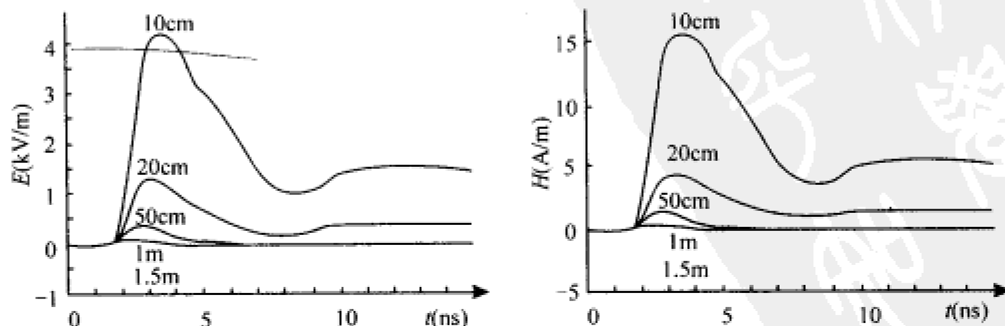


图2-9　由4kV ESD产生的不同距离上的E场和H场[6]

2.5 电磁脉冲

核爆炸产生的电磁脉冲比任何自然源产生的都强得多。说“它比一千个闪电还要强”确实是一个贴切的描述。核电磁脉冲（NEMP）会导致最严重的电磁干扰。与核爆炸相关的EMI主要有两种。当一个设备或系统位于靠近核爆炸的地点时，核武器的X射线或γ射线（入射光子）与系统的不同材料相互作用，造成无控制的电子发射。这些电子的运动产生电磁场，从而造成系统的电子设备工作失常或烧坏，这称为系统电磁脉冲（SGEMP）[12]。

在大气层内或在大气层之上的核爆炸，产生出很强的γ射线脉冲[13]，这些γ射线沿所有的方向行进。在理想条件下，它们呈球对称分布。这些γ射线跟空气分子碰撞，产生出快速运动的电子（反冲电子）从而产生电流。若γ射线具有球对称分布，反冲电流也就具有相同的分布，电流流动的路线与球的半径一致。在此过程中产生的径向电流将产生沿电流方向的电场。

根据麦克斯韦方程

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \tag{2-13}$$

可以证明，球对称的电场是由相同分布电流产生的

$$\nabla \times \vec{E} = 0 \tag{2-13a}$$

因此，B或时变磁场强度H也为0。

对于电磁波的传播，E场和H场两者缺一不可且互为正交。在只存在电场而没有磁场时，就没有电磁波的传播或辐射。

当核爆炸发生在空气密度随高度变化的区域时，球对称性就受到破坏。空气分子沿垂直方向密度不同造成运动电子的数目不同，因此向上和向下的电流就不同，亦即电流不具有球对称性。此外，地磁场造成运动电子偏转，这也破坏了球对称性。在这种情况下，电磁波的传播或辐射能够发生，因为电场与磁场二者都存在且相互垂直。

在核爆炸期间，大气电导率增大了，因为光子产生出离子对。这限制了电流的幅度，也决定着电流波形的特性。运动电子与空气分子碰撞，并失去能量。电导率取决于电子的存在，与电子的衰减率成正比，这同样取决于空气分子密度。

关于核电磁脉冲的综述超出了本章的范围，可参阅文献［14、15］。下面，我们扼要地定性介绍由NEMP产生的电磁干扰以及NEMP在输电线上感应的瞬变电压。

2.5.1 表面核爆炸产生的电磁脉冲

我们首先考虑核爆炸靠近地面或海面的情况。地球土壤电导率约0.01S/m，海水的电导率约4S/m，二者都高于空气电导率。这样的电导率对EMP电流及相关的电磁场有相当大的影响。因为在这些区域空气分子密度较大，所以产生的电子与空气分子的碰撞比较频繁。其结果是电子的寿命较短。在海平面高度上，电子走不了几米就停止下来。这些电子的有效寿命约为几纳秒，因为它们很快被地面俘获或是与空气分子过于频繁地碰撞。与此相关的电流脉冲（称之为康普顿电流）持续时间也具有相同的量级。

地面将靠近它的径向电场短路，电流回路则在地面上形成。与此同时产生了方向垂直于电流的磁场和靠近地球表面的横向电场。因为电场与磁场两者都存在，且彼此正交，所以电磁场就辐射出去了。解下列方程式，可得出场强：

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \tag{2-14}$$

$$\nabla \times \vec{H} = -\frac{\partial D}{\partial t} + \sigma E + J \tag{2-15}$$

式中J为康普顿电流。

在$\sigma E \ll \partial D/\partial t$、$\sigma E \approx \partial D/\partial t$以及$\sigma E \gg \partial \vec{D}/\partial t$条件下，可得出式（2-14）与式（2-15）的解。这三种条件分别对应于传导电流小于、近似等于以及大于位移电流的情况。从这个解可得出E和H随J的时域特性变化的情况。

2.5.2 高空核爆炸

爆炸发生在100km以上高度的情况下，γ射线将更强。在这种高度上γ射线仍是球对称分布的。球的半径以光速增长。向下运动的γ射线在40km～50km高度上与大气分子相互作用。在30km以上的高空，空气密度低，于是在30km以下，γ射线被吸收，因此在大约30km的高度上，电流最大。

因为只有一部分γ射线（向下运动的射线）贯穿大气层，所以球对称性受到破坏。这种不对称性，加上地磁场（地球的磁场），产生了电磁场的横向分量。相互正交的场分量的存在形成电磁波的传播。电流的径向分量可看作是一些赫兹偶极子沿半径方向的叠加；而电流的横向分量形成的闭合回路等效于一个磁偶极子。辐射的场源于电偶极子与磁偶极子。这些辐射场可根据式（2-14）与式（2-15）以及合适的J、σ值去估算。

40

在ESD或闪电放电情况下，辐射源为线电流形式，而且媒质的电导率不出现在

微分方程中。在核电磁脉冲辐射情况下，不能用 ESD 模型来计算场强。描述 ESD 辐射的微分方程必须进行适当修正，把媒质的电导率考虑进去。这就进一步增加了复杂性，因为在核爆炸期间，电导率是随时间变化的。

核爆炸产生的电磁场的强度取决于核爆炸当量，同时也是到爆点距离的函数。电磁场覆盖很宽的频率范围，已有的实验结果表明，频率范围上界高达 1GHz，峰值在 100kHz 左右。

高度为 40km 的高空核爆炸能够影响距离远至 5000km 处的电气设备。在 0km ~ 20km 高度上发生的核爆炸对远距离处影响较小。强电磁场对电子设备造成危害。这种场在输电线上感应出瞬变高电压[16]，也能耦合进屏蔽不良的电缆。

2.5.3 电磁脉冲感应电压

高空电磁脉冲辐射在靠近地面的输电线附近可以近似为平面波。核电磁脉冲可用以下指数波形表示：

$$E(t) = E_0 e^{-t/\tau} \tag{2-16}$$

式中 τ 是电磁脉冲的时间衰减常数。当这种脉冲入射到如图 2-10 所示的半无限长导线上时，将在线上感应出电压。感应电压的大小取决于土壤电导率、波的入射角和极化方向、导线的几何方位以及脉冲的持续时间。

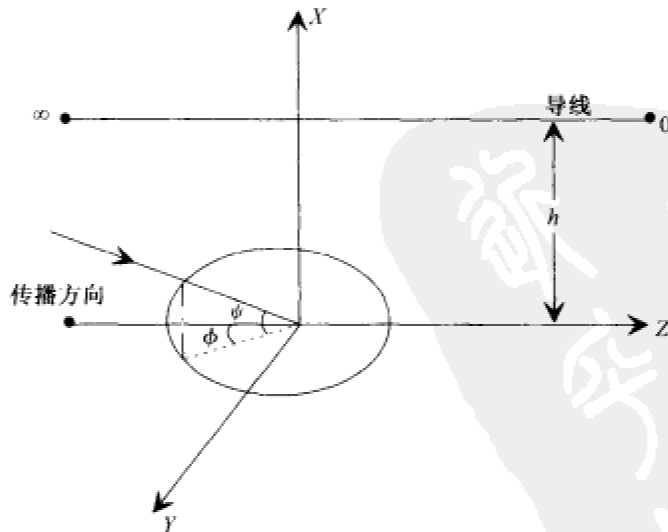


图 2-10 EMP 入射传输线[16]

在完纯导电地平面上方高度为 h 处的半无限长传输线的终端感应出的开路电压由式（2-17）给出[16]：

$$V(\omega) = E_0 cD(\psi,\phi)\frac{1 - e^{-j\omega t_0}}{j\omega\left(j\omega + \frac{1}{\tau}\right)} \tag{2-17}$$

式中，E_0是入射场的幅值，

c 为光速，

ω 是角频率，

D（ψ,ϕ）是方向性函数，对于垂直极化，由式（2-18）给出：

41

$$D(\psi,\phi) = \frac{\sin\psi\cos\phi}{\frac{\alpha c}{j\omega} + 1 - \cos\psi\cos\phi} \tag{2-18}$$

对于水平极化，由式（2-19）给出：

$$D(\psi,\phi) = \frac{\sin\phi}{\frac{\alpha c}{j\omega} + 1 - \cos\psi\cos\phi} \tag{2-19}$$

在上述方程中，$t_0 = 2h/c\sin\psi$，h 为距地面高度，α 为传输线的衰减常数，ψ 和 ϕ 是脉冲的入射仰角与方位角，如图 2-11 所示。

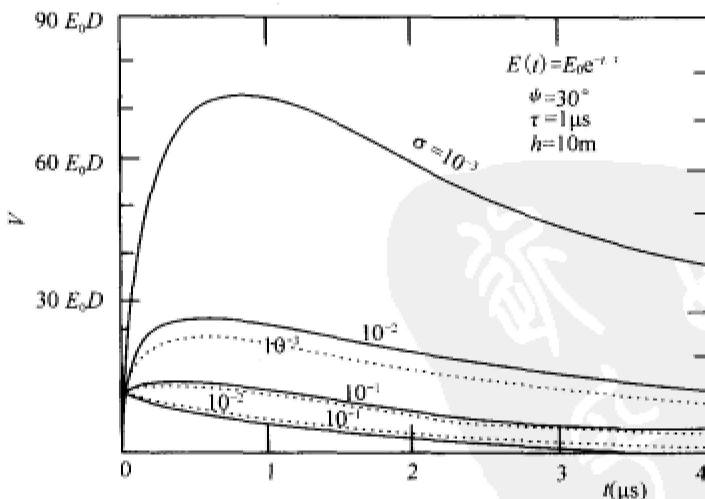


图 2-11 以土壤电导率为参变量时，半无限长传输线终端的开路电压[16]

注：——为垂直极化（$\phi=0$）D_v（30°,0°）=3.73，

⋯⋯为水平极化（$\phi=90°$）D_H（30°,90°）=1。

42

考虑大地的有限电导率，进行反拉氏变换，感应电压的时域表达式由下面给出：当$0 \leqslant t \leqslant t_0$时，

$$V_{oc}(t)=E_0 c\tau D(\psi,\phi)[1-e^{-t/\tau}] \tag{2-20a}$$

当 $t \geqslant t_0$ 时，

$$V_{oc}(t)=E_0 c\tau D(\psi,\phi)\left\{(e^{t_0/\tau}-1)e^{-t/\tau}+\left(\frac{4(\sin\psi)^{\pm 1}}{\sqrt{\pi}}\right)\sqrt{\frac{\tau_e}{\tau}}e^{-t'/\tau}\int_0^{\sqrt{t'/\tau}}e^{u^2}du\right\} \tag{2-20b}$$

式中，$t'=t-t_0$，$\tau_e=\varepsilon_0/\sigma$。此处 σ 是大地电导率。对于水平极化，指数取 +1；对于垂直极化，指数取 -1。

对于所产生的电压，戴维南等效电路的源电压为 V_{oc}，源的内阻抗为 Z_0，Z_0 也是传输线的特性阻抗。对于位于地面上方高度为 h 处半径为 a 的输电线导体，特性阻抗为：

$$Z_0=\frac{\eta_0}{2\pi}\log\frac{2h}{a} \tag{2-21}$$

EMP 感应的开路电压取决于土壤导电率和 EMP 的持续时间。对于两种不同的极化，该电压与土壤电导率的关系如图 2-11 所示。人射脉冲持续时间对感应开路电压的影响如图 2-12 所示。对于大多数工程应用而言，该计算感应电压的方法用于预测输电线的耦合，已证明是精确的[16]。这个感应电压沿输电线传播并使连接在线上的设备/系统损坏或发生故障。

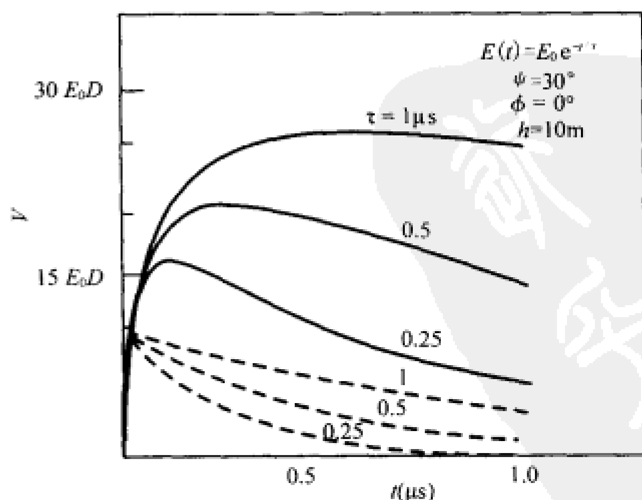


图 2-12　以人射脉冲的衰减时间常数为参变量时，半无限长传输线终端的开路电压[16]

注：垂直极化 $D_v(\psi,\phi)=3.73$，—— $\sigma=10^{-12}$，- - - $\sigma=\infty$。

2.5.4 通过电缆屏蔽层的电磁脉冲耦合

如果电缆的屏蔽材料是不良导体，那么电磁能量将从同轴电缆的外导体扩散到内导体。电缆上处处都能发生耦合，如在各连接器的隔离点或在屏蔽层有缺陷处。编织线屏蔽层有孔隙，电场与磁场能通过它耦合进去。在屏蔽线带交叉编织处，将存在菱形的微孔。钢带绕制的螺旋形屏蔽层将存在均匀分布的细缝。当上述电缆暴露在EMP产生的强电磁场中，就可能发生电磁能量耦合。这种EMP场耦合进电缆后，将在与电缆连接的设备或系统中产生EMI。怎样选用同轴电缆以减小耦合进的EMI，将在第11章中讨论。

2.6 小结

在本章中讨论了电磁噪声的各种自然源和核源。我们没有任何手段能够控制由这些骚扰产生的波形的特性。但是，在满足某些简化假设的条件下，建立这些骚扰的电路模型（包括能量辐射）是可能的。所以，这样的模型是近似的，不能用来精确地定量计算诸如闪电与静电放电等现象的效应。

我们也无法将在大气层外或在地面与海面上发生的核爆炸所产生的影响控制在合适的程度上。核爆炸产生的电磁脉冲会导致比自然闪电严重得多的干扰及其他效应。同样，在满足某些简化假设的条件下建立模型也是可能的。

上述各个过程缺少精确模型无疑是一种局限。尽管如此，这些近似模型仍然有助于理解现象和估算由瞬变波形产生的电磁场（干扰）的强度。这些模型也可用于设计并实现实验室的测试，以确定电路/设备系统对于本章所述各类源产生的电磁干扰的抗扰度。

2.7 实例

问题 一次闪击近似为2m长的垂直电流柱，电流变化速率为100kA /0.5ms。试计算距电流柱200km处接收机接收到的功率。接收天线的有效面积为1m^2，它的阻抗与自由空间阻抗匹配。假设满足理想条件：地面是完纯导体，所有损耗皆忽略不计。

解

44 注意到，200km的距离跟电流柱长度2m相比非常大。

用式（2-8）计算电场强度，得

$$E = -\frac{dl}{2\pi\varepsilon_0}\frac{1}{c^2 D}\frac{\partial i}{\partial t}$$

$$= \frac{2}{2\pi\times\frac{1}{36\pi}\times 10^{-9}}\times\frac{1}{(3\times 10^8)^2}\times\frac{1}{200\times 10^3}\times\frac{100\times 10^3}{0.5\times 10^{-3}}$$

$$= 4\times 10^{-4}\,\mathrm{V/m}$$

接收机接收的功率

$$\frac{E^2}{\eta_0}\times A_e = \frac{(4\times 10^{-4})^2\times 1}{120\pi} = 0.42\,\mathrm{nW}\ 或\ -63.8\,\mathrm{dBm}$$

参考文献

1. E. N. Skomal and A. A. Smith, Jr, *Measuring the Radio Frequency Environment*, New York: Van Nostrand Reinhold, 1985.
2. J. Molan, *The Physics of Lightning*, London: The English Universities Press, 1963.
3. D. Levine and R. Meneghini, "Electromagnetic fields radiated from a lightning return stroke: application of an exact solution to Maxwell's equations," *J Geophysics Research*, Vol. 83, pp. 2377 – 2384, May 1978.
4. P. Wilson, A. Ondrejka, M. Ma, and J. Ladbury, "Electromagnetic Fields Radiated from Electrostatic Discharges—Theory and Experiment", NBS Technical note 1314, NIST, Boulder, CO, Feb. 1988.
5. P. F. Wilson and M. T. Ma, "Fields radiated from electrostatic discharges," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC 33, pp. 10 – 18, Feb. 1991.
6. J. D. Kraus, *Antennas*, New York: McGraw Hill Book Company, 2nd Ed., 1988.
7. R. B. Standler, "Transients on the mains in a residential environment," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC 31, pp. 170 – 176, May 1989.
8. *IEEE Guide on Electrostatic Discharge Characterization of the ESD Environment*, IEEE C62-47-1991, New York: The Institute of Electrical and Electronics Engineers, 1992.
9. M. Lutz and L. P. Makowski, "How to determine equipment immunity to ESD," *ITEM*, pp. 178 – 83, 1993.
10. R. K. Keenan and L. A. Rossi, "Some fundamental aspects of ESD testing," *Proc. IEEE International Symp EMC*, pp. 236 – 241, 1991.
11. W. Boxleitner, *Electrostatic Discharge and Electronic Equipment: A Practical Guide to Designers to Prevent ESD Problem*, New York: IEEE Press, 1989.
12. D. F. H. Higgins, K. S. H. Lee, and L. Martin, "System generated EMP," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC 20, pp. 14 – 22, Feb. 1978.
13. C. L. Longmire, "On the electromagnetic pulse produced by nuclear explosion," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC 20, pp. 3 – 13, Feb. 1978.
14. R. N. Ghose, *EMP Environment and System Hardness Design*, Gainesville, VA: Interference Control Technologies, 1983.
15. K. S. H. Lee, *EMP Interaction: Principles, Techniques and Reference Data*, New York: Hemisphere Publishing

45 Corp, 1986.
16. W. E. Scharfwan, E. F. Vance, and K. A. Graf, "EMP coupling to power lines," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC 20, pp. 129 – 135, Feb 1978.

习题

1. 单选题

（1）自然闪电在长的架空输电线上呈现（感应）的瞬态电压主要取决于：

A. 闪电辐射的场的水平分量

B. 闪电辐射的场的垂直分量

C. A与B两者都是

D. A与B都不是

（2）脉冲星辐射电磁噪声，它是

A. 连续波

B. 类似于白噪声

C. 非周期性脉冲

D. 具有恒定重复频率的脉冲

（3）静电产生的极高电压发生在

A. 具有小弧度拐角的物体，例如家具

B. 没有小弧度拐角的物体

C. 潮湿天气诸如海滨等地方

D. 在很潮湿天气中具有小弧度拐角的物体

（4）EMP、NEMP及HEMP是

A. EMP与NEMP代表同一种现象，而HEMP是一种特殊的NEMP

B. 每一个代表不同类型的现象

C. EMP与HEMP代表同一种现象，而NEMP是不同的现象

D. 所有三个名称代表同一种现象

（5）由自然闪电与静电放电辐射的E场和H场方程式的通解是

A. 相同的

B. 除了用于描述ESD时表示静电偶极矩一项不存在以外，其余都相同

C. 完全不同

2. 假设太阳耀斑产生的噪声在100MHz带宽内是均匀的，数值为 -180dBm/MHz。试计算与具有上述带宽且有效面积为$1m^2$的天线连接的特性阻抗为50Ω的传输线输出端的均方根噪声电压。

3. 闪电产生的电流脉冲可表示为$I_0(e^{-\alpha t}-e^{-\beta t})$

（a）当$\alpha=10^6$，$\beta=10^7$，计算电流脉冲的近似持续时间。

（b）若t_0是电流脉冲的持续时间，计算在$t=t_0/2$和$t=10t_0$时刻，与$I_0=1$kA及长度为1m

的闪电相距 10km 处的电场。

（关于术语脉冲持续时间或电流脉冲的持续时间的图示定义，见第 8 章图8-10b。）

4. 一种 ESD 的模型为，150pF 的电容充电到 2kV，然后通过 1kΩ 的电阻放电。

（a）写出电流波形的表达式。 46

（b）若近似为一个长度 1cm 的短偶极子产生的电流波形，计算在距离 10m 处的 EMI 功率，并求出它随时间的变化。

5. 说明由极高空核爆炸产生的电流分布一直到多远都是球对称分布的。列表说明由接近地面与海面的核爆炸产生的电流分布的特性。

6. 证明高空核爆炸产生的球对称电流分布的辐射场为 0，而在较低高度产生的对称分布的辐射场不为 0。 47

第3章 设备和电路产生的电磁干扰

3.1 引言

本章讲述电气、电机与电子设备中的几种电磁噪声源。这些设备中产生的电磁噪声或干扰是该电路与系统内电磁相互作用的结果。

表3-1给出了一个典型美国家庭各种房间里电场强度的代表性数据。在有重型机器运行或运行中有电气重负载开关操作的工厂里，电场和磁场强度将显著地高于表3-1中的数据。这些场形成了电磁干扰。由于这种EMI源自设备、装置或系统，因而它是人为产生的EMI，不同于第2章讨论的来源于自然环境的EMI。设计师或工程师对这类电磁干扰有较大的控制度。理解这种电磁干扰的不同来源，是控制或减小这种EMI的基础。

表3-1 一个典型美国家庭各种房间里的电场强度

场 所	洗衣房	餐厅	浴室	厨房	卧室	起居室	门厅
电场强度（V/m）	0.8	0.9	1.2~1.5	2.6	2.4~7.8	3.3	13.0

资料来源：文献［1］以及*EPRI Project 19955-07*，*Final Report TR 100580*，*June 1992*。

然而，在探讨这个课题时会遇到一个问题，那就是描述在设备、装置或系统中产生的EMI的任何电路模型都受限于条件或情况的特殊性。即使不是完全不可能的，通常也很难将这些模型的应用通用化。依据这样一个观念，我们将在本章中讲述由几类系统与设备产生的EMI的起源及其应用范围。这部分讲述是必需的，因为任何分析或电路模型都不可能应用在所有的场合。然后我们识别这些系统或设备电路中产生的EMI的一些基本来源。最后我们讨论下列情况的问题实质并介绍一些模型：

- 在电路中接通与断开触点（例如开关与继电器）所产生的EMI
- 电路中放大器与调制器产生的EMI
- EMI对输电线或信号传输线及电缆的耦合机理
- 辐射干扰对输电线或信号传输线产生的耦合

作为上述探讨的结论，我们认为辐射和传导是电磁干扰传输的二种基本模式。

3.2 电磁发射

各种电气、电机与电子设备在其正常运行过程中都发射电磁能量。这些发射可

以大致分成两类：（1）故意发射的信号；（2）在设备工作期间非故意的电磁发射。我们来考察这两类发射的几个例子。

3.2.1 系统

在运行期间发射强电磁信号的系统有雷达、通信设备、电视与无线电发射机以及导航辅助设备所用的发射机等。这些系统的几个实例如图 3-1 所示。这些电磁辐射是有意发射的。设备在正常运行时，也常常产生某些非故意的及不希望有的电磁发射，这些发射有可能干扰其他敏感电子设备的运行。此外，实际上由发射机发射的预期信号也可能干扰其他电子设备的运行，这种情况发生是由于没有制定合适的频率规划或规划没有得到执行（见第 12 章）。

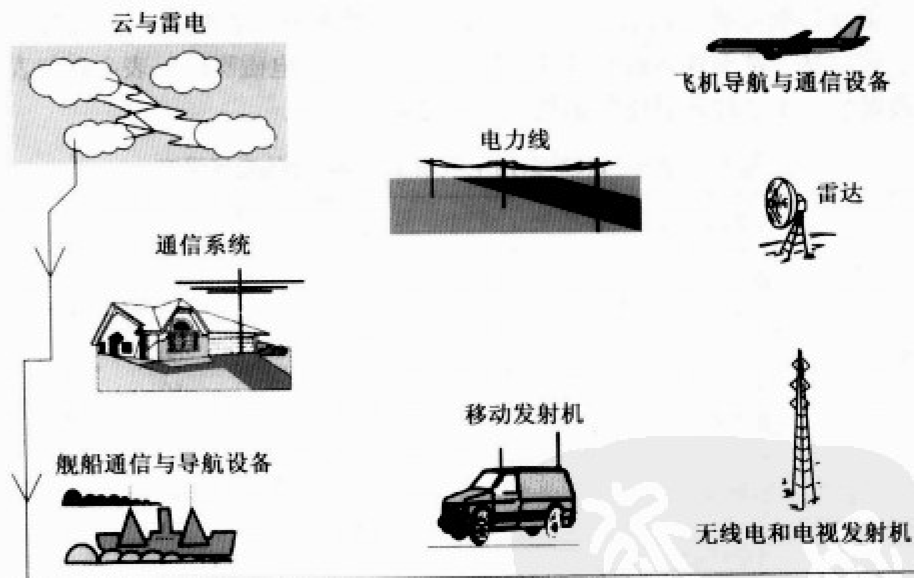


图 3-1 电磁污染源

振荡器、放大器和发射机本来是用以产生预定或设计（见第 12 章）频率上的电磁能量的，但实际情况是，它们发射的能量覆盖了一个以预定频率为中心的频段（通常称之为载频近旁噪声）。此外，发射机还发射谐波以及在某些情况下还要发射预定频率的分谐波。有源器件的非线性和发射机中的调制器是这种非故意发射的主要来源。调制过程本身就是一个产生电磁噪声的过程。

50

一般说来，相干辐射是工作在指定频率的某些设备产生的有意辐射。但是，这种设备也会围绕同一频率或别的频率发射并非有意的辐射。相干辐射和非相干辐射都是潜在的电磁干扰源[2]。

3.2.2 电气设备

电气设备中产生电磁噪声的源主要有，触点接通与断开时产生的瞬变电流（通常称之为电弧）以及电流大小与方向的突然变化。故开关与继电器就是电磁噪声源。采用整流子的电动机或发电机工作时，触点的接通与断开就会产生瞬变电流。用交流或直流电源供电的大多数设备都采用通用电机。此外，即使不用整流子的静电电源也可能是电磁干扰源，因为这些电源采用了整流器、限幅器及滤波器等非线性器件。这些器件中的电流并不是纯粹的正弦波。在各种器件与设备中产生的电磁噪声（或干扰）具有很宽的频谱。

采用了上述装置（开关、继电器、装有整流子的电动机/发电机以及静电电源）的电气设备都是电磁噪声的源。从而电扇、电动剃须刀、诸如制冷机之类的恒温控制装置、定时器，甚至连搅拌器这样的厨具，都会产生电磁噪声。表3-2与表3-3中给出的数据显示了各种电器所发射的电场与磁场的大小。

表3-2 距离115V家用电气设备30cm处的电场强度

电　　器	电场强度（V/m）
电热毯	250
沸水器	130
立体声音响	90
冰箱	60
电烙铁	60
搅拌器	50
烤箱	40
吹风机	40
彩电	30
电咖啡壶	30
吸尘器	16
白炽灯泡	2

资料来源：文献［1］以及 *EPRI Project 19955-07*，*Final Report TR100580*，*June 1992*。

表3-3 距各种115V电气设备不同距离处测量的磁通密度

电　　器	磁通密度（mT）		
	距离3cm	距离30cm	距离1m
电炉灶（超过10kW）	6～200	0.35～4	0.01～0.1
电烤箱	1～50	0.15～0.5	0.01～0.04
微波炉	75～200	4～8	0.25～0.6
污物清洗器	80～250	1～2	0.03～0.1
咖啡机	1.8～25	0.08～0.15	<0.01
开罐器	1 000～2 000	3.5～30	0.07～1

（续）

电器	磁通密度（mT）		
	距离 3cm	距离 30cm	距离 1m
真空吸尘器	200～800	2～20	0.13～2
吹风机	6～2 000	<0.01～7	<0.01～0.3
电动剃须刀	15～1 500	0.08～9	<0.01～0.3
电视	25～50	0.04～2	<0.01～0.15
灯具	15～200	0.2～4	0.01～0.3
电动刀及电动圆锯	250～1 000	1～25	0.01～1

资料来源：文献［1］以及 *ITT Research Institute Technical Report E06549-3*。

汽车点火系统因点火引起的强瞬变电流而产生电磁噪声。电力牵引（机车）则由于电触点接通与断开形成的电流变化而产生同样的电磁噪声。固体断续电路与直流电机也是电力牵引中的电磁噪声源。

按严格的正式的定义（见附录1），由上述各种系统与设备产生的噪声或干扰都在射频范围内，所以应当称之为射频干扰（RFI）而不是电磁干扰，可是先前我们已经在普遍而且更广泛的意义上采用了电磁噪声或电磁干扰这样的名称。

51～52

下面讲述各种系统与设备中的几种重要而基本的电磁噪声源。

3.3 来自继电器与开关的噪声

大多数电力与电子线路中采用的继电器，基本上都是电动开关。它们的工作是将触点接通或断开。这个过程中产生的瞬变电流取决于电路参数以及所用电触点的材料[3,4]。

3.3.1 电路模型

为了说明问题，在此我们考察电话继电器的开关作用。电话继电器的等效电路如图3-2所示。R_g、L_g与C_g分别是电源端的电阻、电感与电容，R_l、L_l与C_l则是负载阻抗。当继电器开关接通（触点接触）时，电流流过C_g与C_l。初始电流很快地上升到一个高的峰值，然后在经历阻尼振荡后逐渐下降到正常的负载电流，阻尼振荡的频率为：

$$f_d = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_g C_l}} \tag{3-1}$$

同样，当继电器开关断开（触点断开）时，在负载一侧发生阻尼振荡，其频率为：

$$f_{d1}=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_lC_l}} \tag{3-2}$$

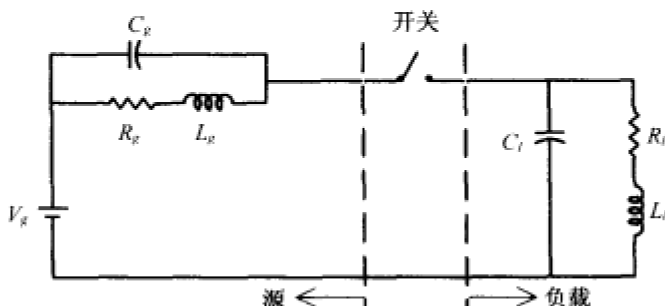


图 3-2 继电器/开关电路的等效电路

在上述接通或断开操作中，由于高电流密度及其产生的热量，触点顶端的材料很可能熔化或蒸发。此外，在接通或断开操作中产生的电弧还会在信号线中产生瞬变电流。我们可以根据已知的电路参数计算出阻尼振荡的频率与振幅。然而，定量计算触点处电弧或熔化/蒸发所产生的瞬变电流，却是非常困难和复杂的。

3.3.2 噪声特性

对于在电话继电器中采用的这类触点所做的接通与开断研究结果表明[4]，无感
53
电路产生稳定的电弧，而含有电感元件的电路产生锯齿形波形的电弧（簇射电弧）。这些电压波形如图 3-3a 和图 3-3b 所示。这两种电弧所产生的电磁噪声频谱如图3-3c和图 3-3d 所示。从两种情况可看出，电磁噪声覆盖的频谱很宽。此外，如图3-3c和图 3-3d 所示的频谱还指出，电磁噪声的大小取决于触点所用的材料。该图包括在同一电路中采用纯银触点以及两种银钯合金触点这三种特殊情况。结果表明，适当而科学地选择开关触点材料能够控制与减小电磁噪声。

一般来说，开关产生的电磁噪声具有下列特征[4]：

（1）开关噪声并非是完全无规则的，其频率与幅值至少可以部分地分析出来。

（2）间歇放电将产生显著的噪声。

（3）连续放电产生的噪声不显著。

（4）无感电路电气切断时产生稳定的电弧，该电弧取决于触点材料的成分。电
54
抗器电路断开时产生簇射电弧，该电弧同样取决于触点材料的成分。

（5）每一次开关操作产生的弛豫振荡是锯齿波形，其频谱范围为 10kHz ~ 10MHz。在每一次开关操作中，波峰到波峰的电压的变化范围为 100V 至数千伏，持续时间为 0.1ms 至数毫秒。

（6）在开关每一次接通与断开时，就有一个振铃波形加进连接在两侧（负载与源）

的线路中，这个振铃波的频率取决于电路的总感抗与总容抗，其范围从 10MHz ~ 1000MHz。

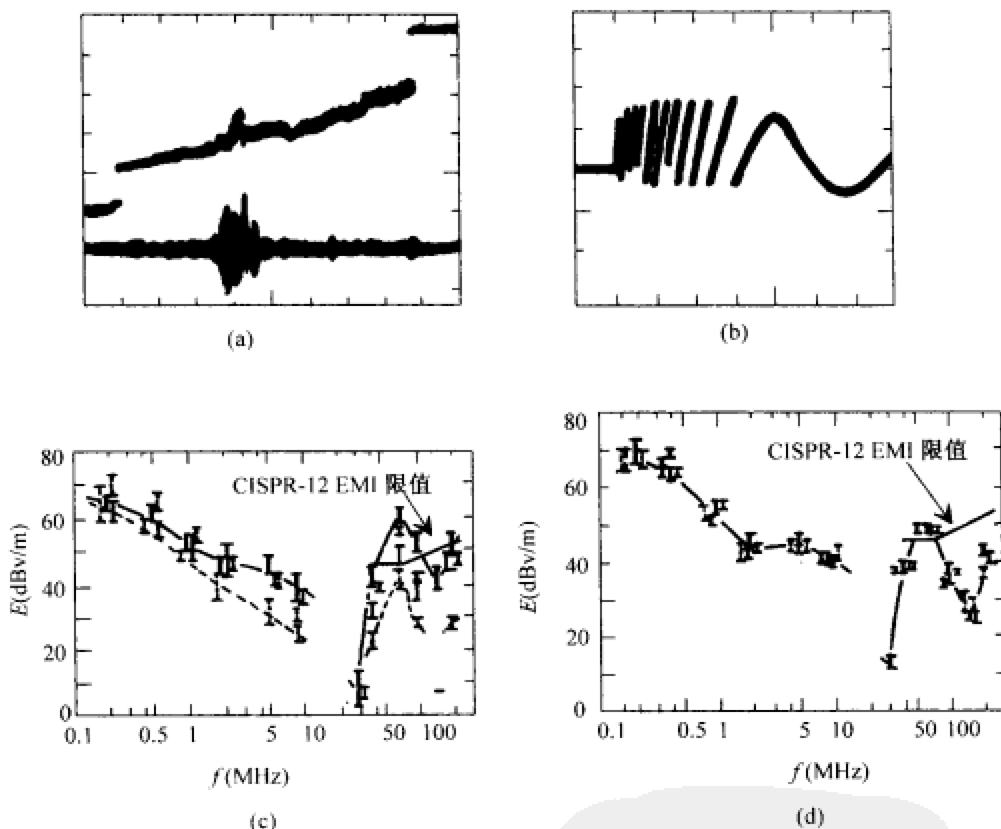


图 3-3 电话继电器开关触点接通与断开时产生的电磁噪声[4]

3.3.3 电磁干扰的效应

开关与继电器产生的瞬态噪声有可能损坏敏感集成电路等电子元器件。瞬态噪声还会干扰无线电与电视接收，或导致电子线路特别是数字电路失灵。因为这种噪声具有很宽的频谱，所以对可能的失效特性进行准确的预测几乎是不可能的。

不同电路中开关与继电器产生的电瞬变以及因此而产生的电磁噪声是不同的，所以对此不可能建立一个通用的模型。前文列举的由电话继电器产生电磁噪声的例子，是想用来说明电子线路中的任何开关或继电器都是电磁噪声的源。此外，诸如电焊机、各种类型的感应炉以及工业生产中使用的各种加热设备等工业设备也都是电磁噪声源。当电抗负载（如功率因数补偿用电容器开关、电机控制触发器以及连接在同一输电线上靠近的几个重负载）接通或断开时，也产生电瞬变。这样产生的

电磁噪声将辐射到空中。这种噪声或干扰也通过输电线及其他信号输入/输出线传播。

3.4　电路中的非线性

接下来我们讨论电路中产生电磁噪声的另一种基本来源。几乎每一电子线路中都用有源器件。这些器件的伏安特性具有非线性性质。非线性伏安特性可用幂级数表示。幂级数中的高次项将导致两个或多个信号频率发生混频。这种混频会产生出原来信号中没有的全新的频率分量。这些新的频率分量常常作为电磁噪声在输出端出现。电路中的非线性及其对电磁噪声的作用这一主题，已有其他的出版物（如本章末列出的文献［5］）做了很好的阐述。下面我们简要介绍这些现象中的几种。

整流器、混频器、逻辑与数字电路等都依赖于非线性的电流－电压关系或脉冲信号来工作。脉冲信号使用很宽的频带。因此诸如放大与调制之类的工作过程也会产生电磁噪声。

55

3.4.1　放大器的非线性性质

大多数高功率发射机（如无线电与电视广播设备）在其输出级采用丙类放大。这样做是为了达到高功率与高效率。这种电路中的输出电流波形是持续时间短的电流脉冲，可近似为余弦曲线的顶部，如图3-4所示。除了灵敏的弱信号放大器有可能在甲类放大模式（称之为低噪声放大器）下工作以外，大多数放大器的输出信号中都加进了显著的电磁噪声。

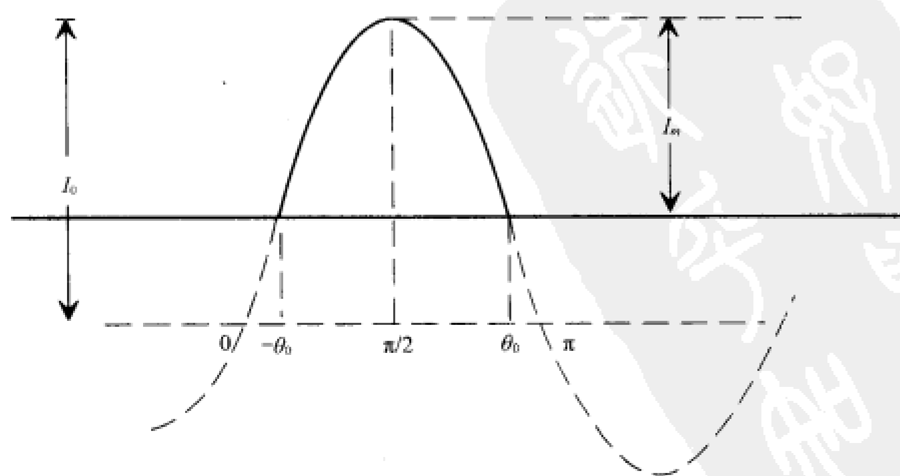


图3-4　丙类放大器的电流波形

图 3-4 所示的丙类放大器电流波形可表示成以下形式的函数：

$$f(\theta) = I_0(\cos\theta - \cos\theta_0) \tag{3-3a}$$

以及

$$I_m = I_0(1 - \cos\theta_0) \tag{3-3b}$$

式中 I_m是流过输出电路的电流的峰值。电流流通角的变化范围为 $-\theta_0 \sim +\theta_0$，或 $2\theta_0$。

于是

$$f(\theta) = I_m \cdot \frac{\cos\theta - \cos\theta_0}{1 - \cos\theta_0} \qquad -\theta_0 \leqslant \theta \leqslant \theta_0 \tag{3-4}$$

$$= 0 \qquad \text{其他}$$

将 $f(\theta)$ 展开成傅里叶级数，可得电流的直流分量 I_{dc}、基频分量 I_f以及 n 次谐波分量 I_n：

$$I_{dc} = \frac{I_m}{\pi}\left[\frac{\sin\theta_0 - \theta_0\cos\theta_0}{1 - \cos\theta_0}\right] \tag{3-5}$$

$$I_f = \frac{I_m}{\pi}\left[\frac{\theta_0 - \sin\theta_0\cos\theta_0}{1 - \cos\theta_0}\right] \tag{3-6}$$

$$I_n = \frac{I_m}{\pi(1 - \cos\theta_0)} \times \left[\frac{\sin(n+1)\theta_0}{n+1} + \frac{\sin(n-1)\theta_0}{n-1} - \frac{2\cos\theta_0 \sin n\theta_0}{n}\right] \tag{3-7}$$

56

利用式（3-6）与式（3-7），可计算出电流各个分量的实际值以及相应的输出功率。

即使放大器工作在它的线性区域，仍然会有各次谐波出现在输出中，这是因为在丙类模式运行过程中电流波形发生畸变。从式（3-7）可以看出，谐波辐射随阶次增大而递减。若以谐波阶次的对数函数作图，谐波的平均电平就近似表现为一条或多条直线段，各谐波频率的电流分量或功率的存在表明，它们在输出信号中是电磁噪声。这种噪声可能不会损害或降低放大器原定的功能。然而，各个频率上的频率分量却能够干扰其他灵敏的电子设备。

3.4.2 调制

在通信以及在其他几种用途中，信号都要调制在载波频率上。这种调制过程伴随有电磁噪声的加入。调制器的谱输出取决于调制波形的特性与所采用的调制类型。这些参数还决定输出信号的带宽。在其总带宽中，谱输出表现在载波的基频上，也表现在载波的谐频上。在此我们只关注各种调制流程以及每种所占用的带宽。

3.4.2.1　调幅。在调幅中，输出的频谱占据的带宽是基带（即调制信号）中最高频率的两倍。这种带宽占用出现在基频和谐频的两边。带宽还取决于振幅的变化率。这种振幅变化率控制着调制信号中的最高频率分量。

3.4.2.2　调频。在调频情况下，频率偏移与调制信号的振幅成正比。

对于频率偏移f_d与调制频率f_m，发射机带宽B_T以载波为中心，其谐波近似为

$$B_T \doteq 2(f_d + f_m) \tag{3-8}$$

在频率调制器中，$f_d = m_f f_m$，式中m_f是调制指数。所以当$f_d \gg f_m$时，

$$B_T \approx 2m_f f_m \tag{3-9}$$

3.4.2.3　调相。在相位调制情况下，载波的瞬时相位按照调制信号变化。在原理上，调相类似于调频。所以，调相的带宽考虑与调频相似。

57

3.4.2.4　脉冲调制。脉冲调制由周期性的或非周期性的脉冲串产生。脉冲调制波的谱函数a_n由下式给出：

$$a_n = \frac{\Delta}{T} \cdot \frac{\sin(n\pi\Delta/T)}{n\pi\Delta/T} \tag{3-10}$$

式中n为谐波阶数，Δ为脉冲宽度，$1/T$为脉冲重复频率。

在采用具有上述谱分布的信号调制时，输出中含有非载波基频的谐频的辐射。此外，还会有寄生辐射。对于非周期性脉冲调制的情况，载频及其谐频两侧的频谱可用傅氏积分变换来估算。不同形状脉冲的频谱表达式由表3-4给出。

上述各种调制方式中，不同于所要频率的输出分量就构成了电磁噪声。

表3-4　非周期性脉冲的频谱

脉冲的形状及其持续时间	频　谱
(a) $f(t)=\begin{cases}1 & 当 -\frac{\Delta}{2}\leqslant t\leqslant\frac{\Delta}{2}\\ 0 & 当 t 为其他值\end{cases}$	$g(f)=\Delta\frac{\sin(\pi f\Delta)}{\pi f\Delta}$
(b) $f(t)=\begin{cases}\cos\omega_0 t & 当 -\frac{\Delta}{2}\leqslant t\leqslant\frac{\Delta}{2}\\ 0 & 当 t 为其他值\end{cases}$	$g(f)=\frac{2\Delta\cos(\pi\Delta)}{\pi(1-4\Delta^2 f^2)}$
(c) $f(t)=\begin{cases}\cos^2\omega_0 t & 当 -\frac{\Delta}{2}\leqslant t\leqslant\frac{\Delta}{2}\\ 0 & 当 t 为其他值\end{cases}$	$g(f)=\frac{\Delta\sin(\pi f\Delta)}{2\pi f\Delta(1-\Delta^2 f^2)}$
(d) $f(t)=\exp\left[-\frac{1}{2}(\omega_0 t)^2\right]$，当 $-\infty<t<+\infty$	$g(f)=\Delta\sqrt{2\pi}e^{-2\pi^2 f^2\Delta^2}$

3.4.3 互调

由于接收机电路（输入放大器、混频器等）中的非线性效应，两个或多个附加的信号有可能组合产生频率接近于接收机调谐频率的信号，称为互调。这种信号会造成接收机性能降级[6]。其后果包括对接收机产生不容许的干扰，直至由于这种信号电流的加载造成接收机输出级发生饱和等现象。互调还会产生电磁噪声。

3.4.4 交调

接收机中的交调是由于存在不希望有的信号对所要信号载波的调制造成的。通常这是因为接收机电路具有非线性。一个信号如果干扰邻近信道内任何频率的信号，将有可能导致交调的产生。从而，对交调而言频率是不受限制的。故交调可能会产生更严重的问题，特别是在所要信号不够强、接收机的信扰比不够高的情况下。交调分量的大小可用表示接收机非线性的公式来估算。

58

3.5 无源互调

在3.4.3节中我们指出，有源器件中的非线性特性会导致电路中互调的产生。这是电磁噪声源。电路中的互调还会由诸如铁氧体隔离器、滤波器、接头、电缆之类的无源器件的非线性产生，称之为无源互调（PIM）。无源互调是当两个或多个射频信号通过具有非线性输入/输出特性的无源器件时，在几个频率上产生无用信号而造成的。这种现象也能发生在触点连接、不同金属连接、已腐蚀的连接等处。当金属暴露在空气中时，它的表面被氧化。这种氧化物覆层表现为非线性伏安特性的连接，并导致无源互调的产生。在暴露于海洋环境的通信设备中[7]，以及在卫星与空间电子线路中[8]，无源互调是一个显著的问题。

在很多场合，卫星通信的地基天线取空腔背面缝隙天线或栅网反射器的形式[8]。在这种设备中，PIM不仅来自背面缝隙天线用于腔内连接的镀金弹性指状簧片，也来自镀金的钼绞合线栅网反射器。

仔细地选用材料能够避免或至少减弱无源互调的影响。表3-5列出了避免无源互调的几条准则。

表3-5（a） 为减小PIM影响采用的材料与实际操作

镀银N型接头	（必须避免低压力接触）
合金或非铁金属氧化物制作的终端或衰减器	（使用前应先检验）
优质而纯净的介质材料	
光滑的优质焊接	（若很好地执行，则令人满意）

（续）

镀银 N 型接头	（必须避免低压力接触）
Solf 焊接[1]	
清洁且干燥的表面	
拐角与边缘	（所有暴露于 RF 场中的拐角与边缘必须磨圆）

表 3-5（b）　为减小 PIM 应避免采用的材料与实际操作

铁磁材料	（即使不用在 RF 腔内）
非磁性不锈钢	
铁磁螺栓	
用铁氧体制作的环行器与隔离器	
用镀镍铬合金或其他铁磁材料制作的终端或衰减器	
用复合电阻材料制作的终端或衰减器	
密封衬垫	（通常用铁磁材料制作）
带状线元器件	（令人不满意，可能由于导电带的尖锐边缘）
镀覆的铁磁材料表面	（即使厚纤维板也不能保证抑制 PIM）
装载导电粉粒的电介质	（粉粒之间的接触产生 PIM）
用敷铝聚酯树脂制作的多层热外壳	（不要用在有高强度 RF 场的区域）

3.6　传输线中的串扰

当两条电缆相距很近时，磁场耦合导致了多导体传输线中一条电缆的电磁能量耦合进另一条电缆中。一条导线与另一条导线及其返回路径构成的等效回路中电流产生磁通链，磁场耦合是由该磁通链造成的。这些磁通链产生感应耦合。导线之间的电磁能量耦合还会通过同一电缆铠装内的多条导线之间的电场耦合产生。这种耦合是由导线之间的容抗造成的。由于发生上述现象，电磁能量从一条传输线传送或耦合进另一条传输线，称为串扰。这是电气、电子线路中最普遍的电磁干扰生成源。

3.6.1　多导体传输线

对于一般多导体传输线，可根据已知的终端电流及相应的终端条件对串扰进行估算[9]。出于分析与理解的目的，考虑 $n+1$ 条无耗导线位于均匀媒质中的情况。其等效电路如图 3-5 所示。

59

---

1. 原文疑有误，可能为 salt-bath dip brazing，即盐浴硬焊。——译者注

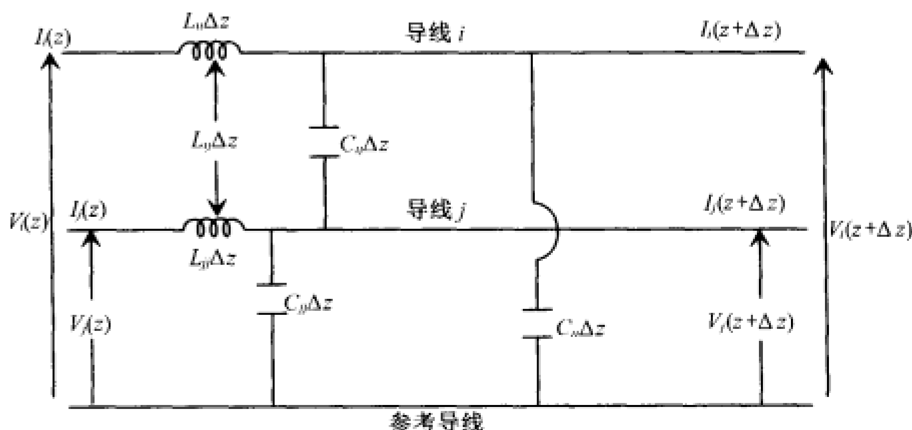


图 3-5 多导体间耦合的等效电路表示

60

对于一条有（$n+1$）根导体的传输线，第 0 根导体设为具有零电位的参考地导体，则 n 根导体各具有电压 $V_i(z)$ 与电流 $I_i(z)$，其中 $i=1,2,\cdots,n$。

在稳态（瞬态已经退居次要地位之后）条件下，传输线方程可写成以下形式：

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_1(z) \\ \dot{V}_2(z) \\ \vdots \\ \dot{V}_n(z) \end{bmatrix} = -j\omega[L]\begin{bmatrix} I_1(z) \\ I_2(z) \\ \vdots \\ I_n(z) \end{bmatrix} \tag{3-11}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_1(z) \\ \dot{I}_2(z) \\ \vdots \\ \dot{I}_n(z) \end{bmatrix} = -j\omega[C]\begin{bmatrix} V_1(z) \\ V_2(z) \\ \vdots \\ V_n(z) \end{bmatrix} \tag{3-12}$$

式中，$[L]$ 与 $[C]$ 是多导体线的感抗与容抗矩阵。由于可逆性，这些矩阵是对称的。它们满足条件：

$$[L][C]=\mu\epsilon[U] \tag{3-13}$$

式中，$[U]$ 是单位矩阵，μ 与 ϵ 是媒质的磁导率与介电常数。式（3-11）与式（3-12）左端 V 和 I 上方的点，代表对 z 的导数。

联解方程式（3-11）与式（3-12）可以得出，长度为 l 的多导体线负载端电压与电流的子矩阵具有如下形式[9]：

$$\begin{bmatrix} V_1(l) \\ \cdot \\ \cdot \\ V_n(l) \\ ---- \\ I_1(l) \\ \cdot \\ \cdot \\ I_n(l) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\beta l[U] & -j\omega\frac{\sin\beta l}{\beta}[L] \\ -j\omega\frac{\sin\beta l}{\beta}[C] & \cos\beta l[U] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1(0) \\ \cdot \\ \cdot \\ V_n(0) \\ ---- \\ I_1(0) \\ \cdot \\ \cdot \\ I_n(0) \end{bmatrix} \tag{3-14}$$

式中，$\beta=2\pi/\lambda$，

$V_i(l)$与$I_i(l)$表示在$z=l$处的电压与电流，

$V_i(0)$与$I_i(0)$表示在$z=0$处的电压与电流。

当具有内电压V_{i0}与内阻抗R_{i0}的源连接在线的$z=0$处时，

$$V_i(0)=V_{i0}-R_{i0}I_i(0) \tag{3-15}$$

此外，当线的终端阻抗为R_{Li}时，有

61

$$V_i(l)=I_i(l)\times R_{Li} \tag{3-16}$$

由式（3-14）~式(3-16）可得出

$$\left\{\cos\beta l[U]+j\omega\frac{\sin\beta l}{\beta l}[\tau]\right\}[I_L]=\{[R_0]+[R_L]\}^{-1}[V_0] \tag{3-17}$$

式中$n\times n$实矩阵［τ］由式（3-18）给出

$$[\tau]=l\{[R_0]+[R_L]\}^{-1}\{[R_0][C][R_L]+[L]\} \tag{3-18}$$

［R_0］与［R_L］是方矩阵

$$[R_0]=\begin{bmatrix} R_{01} & 0 & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & R_{02} & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ \cdot & \cdot & R_{03} & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & R_{0n} \end{bmatrix} \tag{3-19}$$

$$[R_L]=\begin{bmatrix} R_{L1} & 0 & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & R_{L2} & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ \cdot & \cdot & R_{L3} & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & R_{Ln} \end{bmatrix} \tag{3-20}$$

矩阵 $[\tau]$ 中各项的量纲为秒，称为线路的时间常数矩阵。

上述表达式可用来估算任意一对线 i 与 j 之间的串扰，以及在所有其他终端处激励所造成的耦合进一根特定电线的总信号。对于电小电线（$l \ll \lambda$）可得出输出端电流的表达式为

$$I_i(l)=\frac{1}{R_{0i}+R_{Li}}\mathrm{j}\omega L_{ij}l\,\hat{I}_1+\frac{R_{0i}}{R_{0i}+R_{Li}}\mathrm{j}\omega C_{ij}l\,\hat{V}_1 \tag{3-21}$$

式中$\hat{I}_1$ 与$\hat{V}_1$ 的定义为

$$\hat{I}_1=\frac{V_S}{R_{01}+R_{L1}}\times\frac{1}{(1+\mathrm{j}\omega\tau_1)(1+\mathrm{j}\omega\tau_2)\cdots(1+\mathrm{j}\omega\tau_n)}, \tag{3-22}$$

$$\hat{V}_1=\frac{R_{L1}V_S}{R_{01}+R_{L1}}\times\frac{1}{(1+\mathrm{j}\omega\tau_1)(1+\mathrm{j}\omega\tau_2)\cdots(1+\mathrm{j}\omega\tau_n)} \tag{3-23}$$

式中 $\tau_1\cdots\tau_n$是 $[\tau]$ 的特征值。

式（3-21）中第 1 项是两电路间互电感 $L_{ij}=L_{ji}$造成的电感耦合对 $I_i(l)$的贡献。第 2 项是由两电路间互电容 $C_{ij}=C_{ji}$产生的电容耦合对 $V_i(l)$的贡献。

从上面的分析可以看出，电感耦合与电容耦合的叠加与线长和频率不存在简单的关系，而是几何形状、导体数目以及终端阻抗的函数。所以，对频率范围的分析正确与否取决于传输线导体的数目和截面形状以及终端阻抗 R_{0i}与 R_{Li}。 62

3.6.2 实例——三导体传输线

作为例证，我们将上述结果应用于三导体传输线[10]。

由式（3-17），当 V_{01}与 V_{02}加在输入端时，终端负载上的电流为

$$\begin{bmatrix} I_1(l) \\ I_2(l) \end{bmatrix}=\left\{\cos\beta l\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}+\mathrm{j}\omega\frac{\sin\beta l}{\beta l}\begin{bmatrix} \tau_{11} & \tau_{12} \\ \tau_{21} & \tau_{22} \end{bmatrix}\right\}^{-1}\times\left\{\begin{bmatrix} R_{01}+R_{L1} & 0 \\ 0 & R_{02}+R_{L2} \end{bmatrix}\right\}^{-1}\begin{bmatrix} V_{01} \\ V_{02} \end{bmatrix} \tag{3-24}$$

式中 2×2 矩阵$\begin{bmatrix}\tau_{11} & \tau_{12}\\ \tau_{21} & \tau_{22}\end{bmatrix}$的元素可以从式（3-25）得到：

$$\begin{bmatrix}\tau_{11} & \tau_{12}\\ \tau_{21} & \tau_{22}\end{bmatrix} = l\begin{bmatrix}R_{01}+R_{L1} & 0\\ 0 & R_{02}+R_{L2}\end{bmatrix}^{-1} \times \left\{\begin{bmatrix}R_{01} & 0\\ 0 & R_{02}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}C_{11} & C_{12}\\ C_{21} & C_{22}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}R_{L1} & 0\\ 0 & R_{L2}\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}L_{11} & L_{12}\\ L_{21} & L_{22}\end{bmatrix}\right\} \tag{3-25}$$

若 $V_{02}=0$，$V_{01}=V_S$，且 R_{01}、R_{02}、R_{L1}、R_{L2}是有限的，并且它们之中至少有一个不为0，而且不存在开路的情况下，则可得到下列关系式：

$$\begin{bmatrix}R_{01}+R_{L1} & 0\\ 0 & R_{02}+R_{L2}\end{bmatrix}^{-1}\begin{bmatrix}V_{01}\\ 0\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}1\\ 0\end{bmatrix}\frac{V_S}{R_{01}+R_{L1}} \tag{3-26}$$

根据式（3-24）~式(3-26)，可将 $I_1(l)$与 $I_2(l)$用 V_S、线的长度及其他电路参数来表示。

进行数学简化后，利用式（3-14），可得到三导体传输线的近似表达式为：

$$I_2(l) = \frac{-\mathrm{j}\omega\dfrac{\sin\beta l}{\beta l}\tau_{21}}{\cos^2\beta l + \mathrm{j}\omega\dfrac{\sin\beta l\cos\beta l}{\beta l}(\tau_{11}+\tau_{12}) - \omega^2\dfrac{\sin^2\beta l}{(\beta l)^2}(\tau_{11}\tau_{22}-\tau_{12}\tau_{21})} \times \frac{V_S}{R_{01}+R_{L1}} \tag{3-27}$$

$$I_2(0) = \frac{\mathrm{j}\omega\dfrac{\sin\beta l}{\beta l}\times\cos\beta l\{-\tau_{21}-C_{21}lR_{L1}\} + \left\{\omega^2\dfrac{\sin^2\beta l}{(\beta l)^2}\right\}\times\{C_{21}lR_{L1}\tau_{22}+(C_{22}+C_{21})lR_{L2}\tau_{21}\}}{\cos^2\beta l + \mathrm{j}\omega\dfrac{\sin\beta l}{\beta l}\cos\beta l(\tau_{11}+\tau_{22}) - \omega^2\dfrac{\sin^2\beta l}{(\beta l)^2}(\tau_{11}\tau_{22}-\tau_{12}\tau_{21})} \times \frac{V_S}{R_{01}+R_{L1}} \tag{3-28}$$

63　由 $I_2(l)$与 $I_2(0)$就可得到耦合进两个终端的信号的大小。

3.7　输电线中的瞬变

上面我们讨论了相距很近的导线之间或多导体传输线中电磁能量或骚扰的耦合

机理。这种耦合是由磁场与电场引起的。辐射进大气中的足够强的电磁场，可将电磁能量或骚扰耦合进诸如暴露的输电线和无屏蔽的通信线之类的传输线。在第 2 章中我们已经指出，有几种自然现象（如闪电）会把强电磁场辐射到大气中。

3.7.1 感应电压与电流的计算

现在我们来说明计算由入射电磁波在传输线上产生的感应电压的一种方法。

人射在间距为 h 的一对导线上的任何电磁场（见图 3-6）都要在线上感应出电压与电流。这些电压与电流是由垂直于包含两导线在内的平面的磁场分量以及在轴向与横向的电场分量感应出来的。感应电压与电流分量的表达式在文献（例如文献［11］与［12］）中都有推导并具有如下形式。

$$
\begin{aligned}
V_S(z) &= -\mathrm{j}\omega\mu\int_0^h H_n(z,x)\,\mathrm{d}x \\
&= E_z(x,0) - E_z(x,h) + \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}z}\int_0^h E_x(z,x)\,\mathrm{d}x
\end{aligned}
\tag{3-29}
$$

$$
I_S(z) = \mathrm{j}\omega C\int_0^h E_x(z,x)\,\mathrm{d}x \tag{3-30}
$$

式中，$B_n = \mu H_n$ 为磁通密度，

E_z 为纵向电场，

E_x 为横向电场，

C 为单位长度的电容。

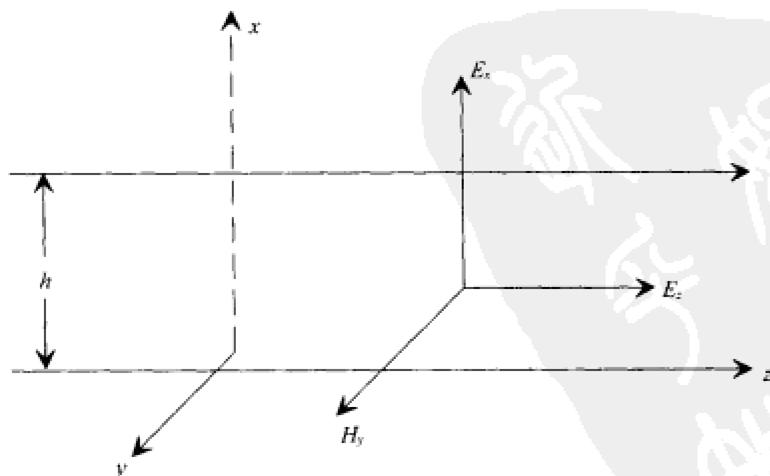


图 3-6 外源激励的传输线

若传输线横截面的线度比波长小，则传输的主模是横电磁（TEM）模。

在此条件下，传输线方程修正为

$$-\frac{dV}{dZ}=j\omega LI+V_s \tag{3-31}$$

$$-\frac{dI}{dZ}=j\omega CV+I_s \tag{3-32}$$

式中 L 与 C 是传输线单位长度电感与电容，并假定传输线无损耗。

若长度为 l、特征阻抗为 Z_0 的传输线的两端分别与阻抗 R_0 和 R_l 相接，入射场将在这两个阻抗上产生感应电流。R_0 和 R_l 上的感应电流 I_0 与 I_l 分别由下式给出[12]：

$$\begin{aligned}I_0 &= \frac{1}{\Delta}\Big[\int_0^h E_x(l,x)\,dx-\left(\cos\beta l+j\frac{R_l}{Z_0}\sin\beta l\right)\int_0^h E_x(0,x)\,dx\\&\quad+\int_0^l\left\{\cos\beta(l-z)+j\frac{R_l}{Z_0}\sin\beta(l-z)\right\}\{E_z(z,0)-E_z(z,h)\}dz\Big]\end{aligned} \tag{3-33a}$$

$$\begin{aligned}I_L &= \frac{1}{\Delta}\Big[\left(\cos\beta l+j\frac{R_0}{Z_0}\sin\beta l\right)\int_0^h E_x(l,x)\,dx-\int_0^h E_x(0,x)\,dx\\&\quad+\int_0^l\left\{\cos\beta z+j\frac{R_0}{Z_0}\sin\beta z\right\}\{E_z(z,0)-E_z(z,h)\}dz\Big]\end{aligned} \tag{3-33b}$$

式中 $\Delta=(R_0+R_l)\cos\beta l+j\left(\frac{R_0R_l}{Z_0}+Z_0\right)\sin\beta l$，$\beta$ 是相位常数。

电场的水平分量和垂直分量都出现在式（3-33）中。这个表达式可用于非均匀场分布的一般情况。在均匀平面波激励情况下，积分退化为简单的乘法。对于斜入射的影响，可将入射场分解为正交极化分量。地面反射影响可按常规方法考虑，当地面可以假设为完纯反射面时采用镜像法，或者根据适当极化的已知反射系数来处理。

由式（3-33）得出终端电流后，感应电压就可根据已知的终端阻抗 R_0 与 R_l 计算出来。感应电压是作为瞬变电压在输电线上出现的。

3.7.2　输电干线上的浪涌

从上述3.2～3.6节和上一章2.3节的讨论可知，可确认输电线携带的浪涌源如下：

- 瞬时过电压（可能由诸如闪电之类的地球范围内的现象产生）。
- 由强雷达/无线电/通信发射的辐射被附近的输电线拾取。
- 输电干线电压突然减小或增大（由低阻抗负载的通断造成）。
- 高频噪声突然发生（可能由电抗性负载的通断引起）。

前两种瞬态现象是通过辐射电磁场的途径耦合进输电线的。第3和第4种瞬态现象则

是通过辐射场和更为显著的直接传导途径（由设备反馈到输电干线）耦合进输电线。

关于输电线携带的浪涌源在 ANSI/IEEE 标准 C62.41 中有详细的讨论。根据文献[14]，下列机理决定着自然雷电产生的浪涌电压。

- 对地面物体的闪击或云内闪击在附近产生电磁场，该场在初级与次级电路的导体上产生感应电压。
- 附近地闪产生的雷电地电流耦合进接地网的公共地阻抗路径，造成在其长度与宽度方向上产生电位差。
- 当变压器初级电路的气隙型避雷器工作从而限制了初级的电压时，引发了电压的快速下降，除了正常情况下由变压器耦合进次级电路的电压以外，通过变压器容抗耦合，还产生了附加的浪涌电压。
- 直击雷击中高压初级电路，将大电流注入初级电路，该电流或是流过地电阻产生地电位变化，或是流过初级导体的浪涌阻抗，从而产生电压。此电压的一部分通过电容或变压器或既通过电容又通过变压器，从变压器的初级耦合进次级，从而出现在低压交流电源电路中。
- 闪电直接击中次级电路。这将产生超过设备承受能力的大电流与电压，为此在次级电路中要安装常规浪涌保护装置。

冲击输电线的浪涌，即使是单向的，也会激励起系统的自然谐振频率。其结果是，浪涌呈典型的振荡分布，在配电线上不同的位置会有不同的振幅与波形。在文献［13、14］中所做的实际测量和报告都指出，在室内低压供电线路中传播的大多数浪涌电压都具有振荡波形。

ANSI/IEEE 标准 C62.41[14] 也列出了作为通断瞬变起因的下列因素：

- 在我们关心的地点附近无关紧要的通与断，例如家用电器关断或个人系统中的其他负载关断。
- 在电子功率变换器换向期间的每一周期里发生的周期性瞬变（电压波形切口）。电压波形切口是由持续时间在 100μs 范围内的电压快速变化的瞬时相－相短路产生的。
- 在开关工作期间的多次再起弧或再触发。空气压缩机或水银开关能够通过逐级提高的方式产生出具有复杂波形的、振幅超过正常系统电压几倍的浪涌电压。
- 主电源系统通断骚扰，诸如电容器组通断、故障清除或高压电网通断之类。与功率因数校正电容器通断相关的瞬态过电压，具有的电平通常小于 2 倍正常电压（至少是在采用自由再触发开关工作的情况下），虽然瞬态过电压电平常常能达到正常值的 1.5 倍（即绝对值可达到正常峰值的 2.5 倍）。这些瞬态过电压能够天天发生，其波形通常具有较长的持续时间，比如有几百微

66

秒，而其他通断事件以及雷电感生的瞬态过压的典型持续期只有几微秒至几十微秒。如果电容器开关在断开时发生多次再点火或再触发，那么瞬态过电压能超过3倍正常系统电压，并具有高的能量。

- **各种系统故障，诸如短路与飞弧故障**。例如，有一种通断瞬变的结果来自快速动作的过流保护装置（诸如限流熔丝及飞弧时间小于2μs的线路断路器）。这些装置把感生的能量截留在电路前端。高电压因场的消亡而产生。

一般而言，浪涌与其他形式通断瞬变的幅值，随着与源点的传播距离的增大而减小，这是在传播中衰减的结果。此外，这些浪涌（及瞬变）也因在连接点等处分成多条路径而衰减（见图3-7）。浪涌的强度在C区最高，在A区最小。我们将在第8章中讨论在实验室中对设备进行敏感度或抗扰度试验时用来模拟脉冲群型电瞬变与浪涌的试验波形。

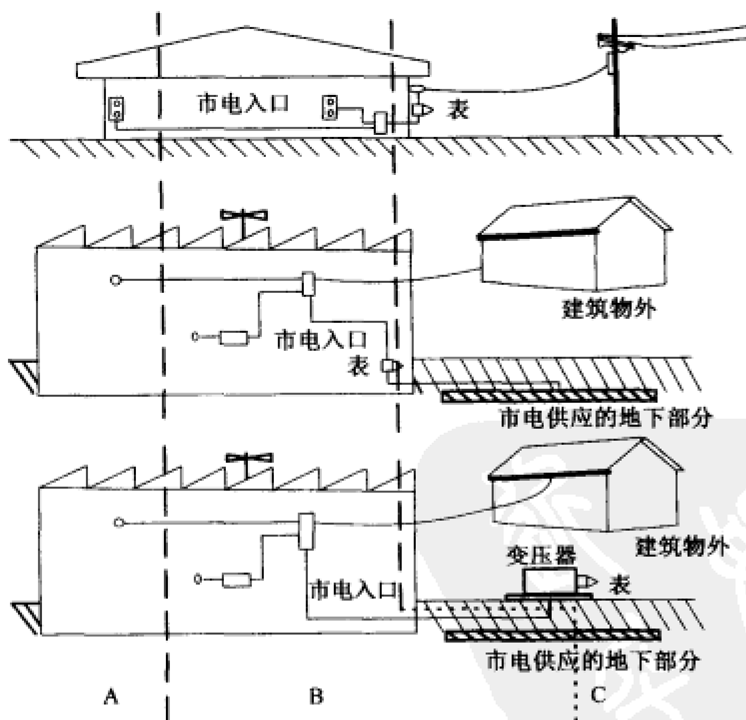


图3-7　输电线上的浪涌及A、B、C三类区域中的输电线[14]

（A）引出线与长的分支线路；（B）馈线与短的分支线路；（C）外部与市电入口

67

输电线上的电涌作为电压瞬变在输电线与中线或地线之间传播着，只要输电线距接地的导体或设备足够近，就会在它们之间产生电弧。电压瞬变沿着防护良好的输电线传播，并到达接收设备。在此情况下，接收设备输入（电源）级的敏感半导

体器件可能损坏。当输电线导体靠近接地导体走线时，脉冲还会在接收设备内（例如在印制电路板上）产生电弧。

通常都希望输电线以恒定的频率输送恒定的电压。如果接在线上的负载阻抗保持恒定，且线没有暴露在骚扰源产生的外来电磁环境中，那么这种状况将会实现。实际上，这种状况是不常见的。居家环境与工业环境中的全部电气设备都是接在输电线上工作的。由这些设备构成的负载阻抗的大小与相位都在大幅度地变化着。设备也不是永久地接在输电线上，当它接通或关断时，就会在输电线上感生出电压瞬变。从前面第2章及3.6节的讨论可知，诸如雷电之类的自然现象也在输电线上感生出电压瞬变。输电线传送在线上不同位置产生的这些电压瞬变，图3-8给出了在输电线上不同位置测得的电压瞬变数量。

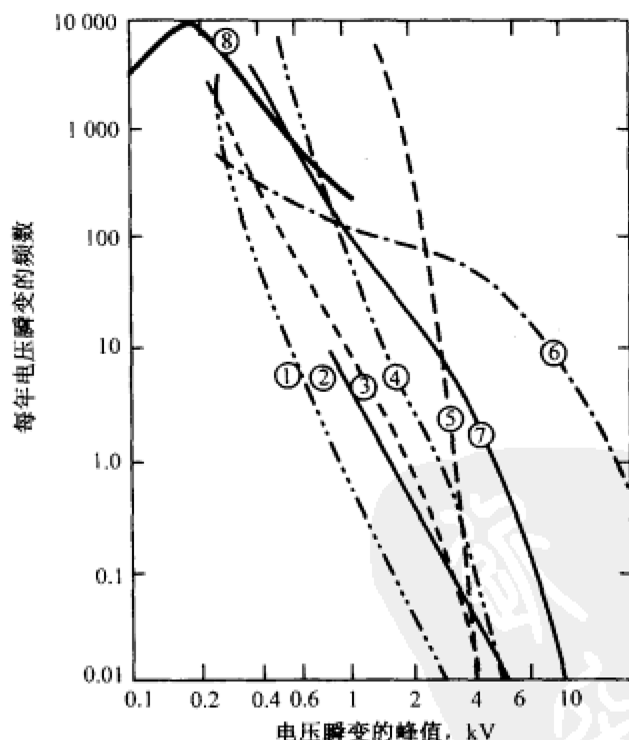


图3-8 输电干线上的电压瞬变[14]

①锅炉房220V输出端；②16户住宅（首站）220V接入端；
③16户住宅楼上起居室220V输出端；④实验室220V输出端；
⑤银行大厦220V接入端；⑥220V架空输电线供电的农舍；
⑦美国120V供电（综合曲线）；⑧美国商用大厦120V供电

3.8　电磁干扰

电磁能量从一个设备（称为发射机）到另一个设备（称为接收机）的不希望或非故意的耦合，称为电磁干扰。发射机与接收机之间电磁干扰耦合的各种途径如图 3-9 所示，简述如下。

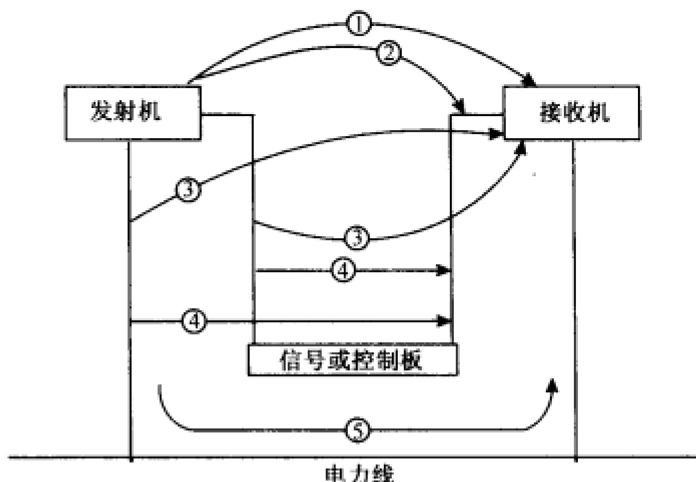


图 3-9　电磁能量（干扰）在发射机与接收机之间的耦合

（a）从源辐射到接收机与电缆（①与②）；（b）从源的电缆（特别是电源电缆）辐射到接收机与电缆（③与④）；（c）从源经由公共导体例如电源线直接传导到接收机（⑤）

3.8.1　辐射耦合

发射机与接收机之间的辐射耦合是由电磁能量通过辐射途径传输而产生的。各种辐射耦合如下：

- 自然的与类似的电磁环境（见第 2 章）耦合进接收机，如输电线。输电线在这里的作用相当于接收天线。接收机还通过暴露的接头（或连接）以及设备或电路中的无屏蔽的信号线或其他导线，接收电磁环境噪声或干扰。
- 来自附近设备的电磁能量通过直接辐射产生的耦合。

3.8.2　传导耦合

发射机与接收机之间的传导耦合经由发射机与接收机之间的直接导电通路完成。这种耦合的例子如下：

- 当发射机与接收机由同一条电源线供电时，干扰由电源线传送。例如，共同

69

的输电干线就是常见的传导干扰源。

- 干扰也可经由连接在发射机与接收机之间的信号线或控制线，从发射机传送到接收机。

3.8.3 辐射与传导组合

上述辐射与传导两种基本的干扰耦合机制的组合作用，是最常见的许多电路与系统中电磁能量耦合或干扰耦合的源。下面列举这种干扰耦合的几个实际例子：

- 电缆线束及多导体传输线等介质中的电场与磁场耦合。
- 发射机的辐射被连接到其他设备的电源线和/或信号线拾取（这种干扰作为这些电源线与信号线上的传导干扰进入接收机）。
- 输电线（尤其是强瞬变或浪涌）以及信号或控制电缆（参见第1章1.4.9节）的辐射耦合进与其他设备连接的电源电缆或信号电缆（这些干扰也作为传导干扰进入接收机）。

在电缆线束、多导体传输线以及印制电路板上相距很近的诸导线中的干扰耦合，是由电磁能量的电感耦合或电容耦合造成的。两个回路（载流导体）之间的电感耦合，在低串联阻抗电路中且在低频情况下占优势。干扰的电容性传输在对地高阻抗中发生，并且在高频情况下占主导地位。干扰除由电抗传输外，还会通过两设备之间公共接地通道上的电压降发生电阻性传输。一条电路中的电流在公共接地阻抗上产生的电压降，将作为干扰信号源作用到第2条电路中。由此产生的干扰电流沿着传输线传导，并出现在邻近电路的负载端。

当电缆或信号传输线屏蔽不良时，会辐射电磁能量（见第9章）。辐射还会发生在载有信号的无屏蔽导线（特别是印制电路板）以及暴露的焊接接合处。在一端连接源、另一端连接任意负载的传输线中，电磁能量有3个主要分量：（1）从源向负载传送信号功率的轴向波；（2）提供线上损耗的径向分量；（3）体现进入周围空间损耗的辐射波。第1个分量很容易提供传导干扰的通道。在传输线间距与波长可比的情况下，最后一个分量易于产生辐射耦合，高频时耦合更为显著。在采用亚微秒与亚纳秒脉冲的数字电路中，辐射耦合也是一个重要因素。对于具有简谐函数波形的稳态激励情况，从辐射接收到的干扰信号的强度取决于导体之间距离与线长的比值。在脉冲激励传输线时，辐射耦合取决于导体之间距离与脉冲持续时间的比值。

70

3.9 小结

在本章中，我们讲述了系统、设备与电路中电磁干扰的几种源。这种干扰是电路与设备在其运行期间产生的。通过适当的设计和工程实践这些干扰可显著地减小。

特别是，我们讲述了由开关与继电器产生的干扰、作为调制过程副产品的干扰

（故意的与非故意的两种）以及电缆中电磁耦合产生的干扰。在可能的情况下，我们都给出了计算公式或实验结果，使其定量化。计算公式并未从基础出发推导出来，因为这些推导在同类的书籍与出版物中都可找到。我们致力于应用这些有用的结果，建立模型并估算电磁干扰的分析结果。任何电路模型或计算模型用在特定的电路时都有限制。在获得干扰的定量数值以及制定减小电磁干扰的设计方法时，这些模型是有用的。

在设计电路及选择电路与系统组件期间，必须重视如何减小电路与系统的电磁干扰。在某些情况中，甚至选择专用材料都是重要的。我们参照继电器与开关中的噪声和无源互调，对这一点做了说明。在减小电磁干扰方面，整个设备与系统的设计与建造实践也重要。这些课题将在第9~12章中讨论。

3.10 实例

例1

考虑信号 $f(t)$，调幅在载波 $A\cos\omega_c t$ 上，调制指数为 m，于是，调制器的输出为

$$v(t) = A\{1 + mf(t)\}\cos\omega_c t + n(t) \tag{3-34}$$

式中 $n(t)$ 为噪声分量。

为了简单起见，假设普遍波形 $f(t)$ 是正弦函数，于是上述电压表达式变为

$$v(t) = A\cos\omega_c t + \frac{F}{2}\cos(\omega_c + \omega_s)t - \frac{F}{2}\cos(\omega_c - \omega_s)t + n(t) \tag{3-35}$$

注意，调制指数 $m = F/A$，m 以数字或百分率表示，其值满足 $0 \leqslant m \leqslant 1$。

从上式我们看到，新增的频率成分是由调幅产生的。当信号波形比简单正弦波更复杂时，在输出中将产生更多的新增频率。这些新的频率成分可看成新 EMI 源，该 EMI 源是调幅产生的副产物。

71

在对调幅波解调或检波时，考虑一个平方律检波器，由式（3-34）可得出：

$$\begin{aligned} D(t) &= v^2(t) \\ &= A^2\cos^2\omega_c t + 2n(t)A\cos\omega_c t + n^2(t) \\ &\quad + 2n(t)mf(t)A\cos\omega_c t + 2mf(t)A^2\cos^2\omega_c t \\ &\quad + A^2m^2f^2(t)\cos^2\omega_c t \\ &= A^2\{1 + 2mf(t)\}\cos^2\omega_c t + 2n(t)A\{1 + mf(t)\}\cos\omega_c t \\ &\quad + n^2(t) + A^2m^2f^2(t)\cos^2\omega_c t \end{aligned} \tag{3-36}$$

在上述表达中，第1项包括了直流分量、载波信号的二次谐波以及信号与载波

二次谐波的拍频；第2项给出噪声频率分量与载波的拍频；第3项与第4项由几个低频与高频噪声分量组成。

我们再一次注意到，很多新增的频率（或EMI源）是在对调幅波解调/检波过程中产生的。

例2[15]

长度为1m的一对平行线，位于接地平面上方，端接情况如图3-10所示。导线对有3个端子分别用150Ω电阻与地相接，第4个端子接有持续时间为0.5μs、峰值为5V、上升与下降时间都是10ns的矩形脉冲电压源。导线的互感L_m与互电容C_m分别为0.1μH/m与5pF/m。试计算电阻R_L两端电压的最大值。

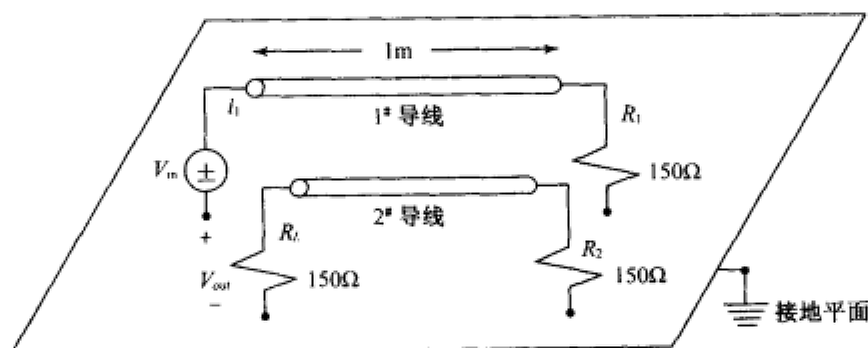


图3-10 位于接地平面上方的一对导线

解

R_L上的电压有两个分量。一个分量由互感产生，另一个分量由互电容产生。

由互感产生的分量可通过计算电压L_m（di_1/dt）获得，这是1#导线中电流i_1的变化在2#导线中产生的电压。由互电容产生的分量可通过计算电流I_{c2}获得，这是1#导线上电压变化引起的从1#导线流到2#导线的电流，表达式为

$$I_{c2}=C_m\frac{dv_1}{dt} \tag{3-37}$$

电流I_{c2}通过R_L与R_2的并联电路流入大地。 [72]

从而我们得到

$$V_{out}=\frac{R_L}{R_2+R_L}L_m\frac{di_1}{dt}+\frac{R_LR_2}{R_L+R_2}C_m\frac{dv_1}{dt} \tag{3-38}$$

$$=\frac{R_L}{R_2+r_L}L_m\frac{1}{R_1}\frac{dv_1}{dt}+\frac{R_LR_2}{R_L+R_2}C_m\frac{dv_1}{dt} \tag{3-38a}$$

此处 dV_t/dt 的最大值是在10ns内变化5V，即 5×10^8 V/s。

将全部数值代入式（3-38a），我们得到输出电压的最大值为 $V_{out}=354.1$mV。

参考文献

1. F. S. Barnes, "Typical electric and magnetic field exposure at power line frequencies and their coupling to biological systems," in *Biological Effects of Environmental Electromagnetic Fields* (Ed. M. Bland) Washington, DC: ACS Books 1995.
2. D. R. J. White, *A Handbook Series on Electromagnetic Interference Compatibility*, Vol. 5, EMI Prediction and Analysis, Don White Consultants, Germantown, 1988.
3. E. K. Howell, "How switches produce electrical noise," *IEEE Trans EMC*, Vol. 21, Aug. 1979.
4. K. Uchimura, "Electromagnetic interference from discharge phenomena of electrical contacts," *IEEE Trans EMC*, Vol. 32, May 1990.
5. D. D. Weiner and J. F. Spina, *Sinusoidal Analysis and Modeling of Weakly Nonlinear Circuits with Application to Nonlinear Interference Effects*, New York: Van Nostrand Reinhold, 1980.
6. J. W. Steiner, "An analysis of radiofrequency interference due to mixer intermodulation products," *IEEE Trans. EMC*, Vol. EMC-6, pp. 62 – 68, Jan. 1964.
7. G. H. Straus (Ed.), "Studies on reduction of intermodulation generation in communication systems," NRL Memorandum Rept. 4233, Washington, DC: Naval Research Laboratory, July 1980.
8. J. G. Dumoulin, F. Buckles, H. Raine, and P. Charron, "Design and construction of passive intermodulation test set to meet M-Sat requirements," 9th Annual Antenna Measurement Techniques and Association Symposium, Ottawa, Canada, Sept. 1986.
9. C. R. Paul, "Computation of cross-talk in a multiconductor transmission line," *IEEE Trans EMC*, Vol. 23, No 4, pp. 352 – 358, Nov. 1981.
10. C. R. Paul, "Solution of transmission line equations for three conductor lines in a homogeneous medium," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-20, No 1, pp. 216 – 222, Feb. 1978.
11. Y. Kami and R. Sato, "Analysis of radiation characteristics of a finite length transmission line using a circuit concept approach," *IEEE Trans. EMC*, Vol. EMC-30, pp. 114 – 20, May 1988.
12. Y. Kami and R. Sato, "Circuit concept approach to externally excited transmission line," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-27, pp. 17 – 83, Nov. 1985.
13. R. B. Standler, "Transients in the mains in a residential environment," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-31, pp. 170 – 176, May 1989.
14. *IEEE Standards Collection—Surge Protection*, New York: The Institute of Electrical and Electronics Engineers, 1992.
15. Reproduced with permission from NARTE Study Guide and Question Preparation Guide for EMC Credentials Certification Exam, The National Association of Radio and Telecommunications Engineers, Inc., October 1988.

习题

1. 单选题

（1）设备中的继电器、具有整流子的电动机/发电机或静电源

A. 不产生 EMI

B. 产生在离散的频率上辐射 EMI

C. 产生覆盖频谱宽的 EMI

D. 产生特定频率的传导 EMI

（2）考虑一艘船上装有船对岸 164.2MHz 通信、2904MHz 警戒雷达及 1534.1MHz 战术通信设备。当警戒雷达与战术通信设备二者同时工作时，岸对船通信接收机

A. 可能受到由第 3 阶互调产生的干扰

B. 工作不受干扰

C. 将一定受到由其他二者传输的干扰

（3）考虑彼此靠得很近的两条携带信号的传输线。结果是：

A. 如果两线都屏蔽很好，将不发生干扰

B. 如果屏蔽都不好，将发生信号的电容耦合，具有由此产生的 EMI

C. 如果屏蔽都不好，将发生信号的电感耦合，具有由此产生的 EMI

D. 上述三种情况都可能发生

（4）负载为 50Ω、馈源的傅氏级数表达式为 $i(t)=10-7\sin\omega t+5\sin2\omega t-3\sin3\omega t$。负载上耗散的功率约为

A. 9 150W

B. 4 175W

C. 5 000W

D. 7 075W

2. 设如图 3-2 所示的电路具有下列电路参数：$C_g=10\text{pF}$，$L_g=100\text{mH}$，$R_g=100\Omega$，$C_l=100\ \text{pF}$，$L_l=25\text{mH}$ 以及 $R_l=300\Omega$。源电压 $V_g=100\text{V}$。试计算在开关闭合后的稳定状态下储存在电感 L 中的能量。再计算所产生波形的周期以及在振幅从初始值衰减到它的 1/e 时的这段时间内的周期数。若在这段时间内，储存在电感内的能量以脉冲形式释放给一根特征阻抗为 300Ω 的传输线。试计算导线中的 EMI 电压。

3. 当载波频率不同的两个调幅信号加在具有下列特性的电路时，试描述所产生的不希望有的信号的性质：

（a）线性的电流 - 电压特性

（b）平方律电流 - 电压特性

（c）高次（3 次方的）电流 - 电压特性

（在上述所有情况中，将电流 - 电压特性用幂级数形式表示）

4. 设非线性器件的电流－电压特性的表达式为 $i=20e^{0.2v}$，式中 i 以 mA 为单位，v 以 V 为单位。试将电流表示为幂级数形式
   (a) 将一个峰值为2V、频率为1MHz、5kHz的调制指数为50%的调幅信号加在上述器件上。试计算载波的2次与3次谐波的调制百分数。
   (b) 有两个调幅信号：(i) 一个振幅为2V、调制指数为50%、调制频率为4kHz以及载波频率为1MHz；(ii) 另一个振幅为3V、调制指数为70%、调制频率为1kHz以及载波频率为10MHz。现把这两个信号都加在上述器件上，试计算在300Ω负载阻抗上的载波基频交扰调制电压。
5. VHF波段10kW发射机的输出级采用流通角为120°的丙类放大器。若天线具有300Ω的输入阻抗，试计算在天线输入端的基波与二次谐波电流。设天线阻抗在二次谐波上增大20%，并且二次谐波电流在阻抗变化的情况下维持不变。试计算以dB表示的二次谐频与基频辐射功率的比值（流通角 θ 的定义见图3-4）。

74

6. 一台调谐于360MHz的接收机，接收由一台调谐于300MHz的发射机与另一台发射机互调产生的干扰。当互调产物是360MHz或在 $Q=10$ 的接收机通带内时，试求出另一台发射机的频率。接收到的不希望有的信号电平均为－15dBm且互调的每一阶下降10dB。试求出接收机输入端以dB表示的300MHz时的干扰信号的电平和接收机通带内的互调信号。
7. 用50m电缆敷设成两个电路，共有3条等间距的彼此平行且位于同一平面内的导线，其中，中间那条导线是两个电路的共用电缆。导线的直径与导线的间距经过选择，使得电容矩阵 $[C]$ 的元为 $C_{11}=C_{22}=12\text{pF/m}$ 以及 $C_{12}=C_{21}=3.7\text{pF/m}$。利用关系式 $[L][C]=(3\times10^{8})^{-2}$，试求出电感矩阵 $[L]$ 的各个元。一个 $f=1\text{MHz}$ 的10V源电压加在两电路之一的一端，而其他端子接 $R_{02}=R_{L1}=R_{L2}=500\Omega$。利用3.6节的公式计算出以dB表示的串扰。

$$\left[\text{特征阻抗}=\sqrt{\frac{L_{11}}{C_{11}}}=\sqrt{\frac{L_{22}}{C_{22}}}\right]$$

75



第4章 概率和统计物理模型

4.1 引言

由设备和自然电磁噪声产生的电磁干扰（EMI）与下列因素：频率，时间，距离，方向，以及其他的因素如发射机和接收机规格、设备寿命、维护条件、季节环境和大气参数有关。在前两章，我们对不同源产生的电磁干扰作了描述并建立了相应的电路模型。工程师们一般对由电阻、电容、电感及其他电子元件组成的电路模型比较容易理解。每一个 EMI 源都对应不同的电路模型。这里我们注意到每一个模型都有几个简化假设，然而这些模型在实际中是非常有用的。

另一个描述电磁干扰的方法是易于解析处理的模型。该类模型即可以针对来自自然界的 EMI 也可以针对设备的 EMI 建立。该类模型的基础是 EMI 不是确定性的，但它是随机的和特性上高度非高斯的。电磁干扰可以表示为随机变量的函数。基于统计物理信息的解析模型结合了一般的电磁干扰的物理和统计学描述。这些模型是普适的，就是说它们不特别针对个别噪声机制、源特性或发射波形。解析模型也是实验上可验证和可预测的，它们使用可测量的量。该领域先驱性的研究工作是由 Middleton 完成的[1,2]。本章的主要部分就是叙述这个研究工作。由于电磁干扰是高度随机的过程，所以造成电磁干扰的不同参数的效应以及它们的函数依存关系可从概率的角度加以描述。

本章中，我们将探讨 EMI 的概率和统计模型。由于概率的概念是这些模型的基础，我们将简要地对其进行回顾并给出一些分析结果。本章中还将介绍一些应用实例。

4.2 概率描述

概率表示观察的信号幅度作为随机变量出现在（x, $x+\mathrm{d}x$）范围内的似然率。它描述出现的相对频度，因此表示成百分比的形式。对随机变量的每个取值都对应有一个确定的概率。可能的取值和其概率一起便组成了概率分布。

对于“EMI 存在么?”这样的问题，答案不是确定性的“是”或者“否”。为了说明这个问题，我们考虑两种情况：（1）干扰不可能发生，（2）干扰极有可能发生。

第一种情况的发生概率可能是10%，第二种98%。由于有太多的因素难以确定，对于EMI预测和分析，严格的分析是非常复杂和困难的。简单地给出“是”或“否”的答案是不实际的，因此必须要有对所有潜在可能性的了解和对每一种可能的相对似然率的度量。这是用概率方式定义EMI背后的基本概念。

概率分布函数可由一个或多个可由测量得到的量化参数来表征。通过对随机变量进行采样的量化方式称为统计。

4.3 统计物理模型

统计学是一种对数值数据（numerical data）的收集、分析和解释的科学方法（统计方法）。一些科学定律，如费米－狄拉克和玻色－爱因斯坦定律都是基于统计原理。统计学的主要目的是提取出包含在数据集中的信息，使得可以对事物总体的数值特征进行推断。为此，信息是由包含一个或者多个变量的数学函数的形式给出的。对于从概率论角度其属性已知的随机现象，统计分布函数可由理论推导得出。

在以概率方式定义EMI的过程中，对最可能的干扰情况的预测是一个逻辑步骤，这个信息可由概率分布函数得到。因此，相当多的研究都针对电磁干扰的统计物理模型，特别是针对关联环境（associated envelope）的统计学。

对一般电磁干扰环境的预测是频谱管理计划主要涉及的课题（见第12章）。这就需要提供将一般EMI环境的物理和统计描述结合起来并且可以解析处理的分析模型，并且该模型是可分析管理的。这些分析模型必须是试验上可验证和可预测的。此外，这些模型的基本参数必须是可测量的量值。目的是对人为的和自然的电磁环境提供一个逼真且量化的描述。正如第2、3章中所述，人为电磁干扰是可控的，而自然环境下的电磁干扰是不可控的。

78

4.4 干扰的建模

4.4.1 干扰的分类

现在分析图4-1所示的无线电接收机。该接收机不仅接收到有用信号，而且还有来自人为和自然环境下的电磁干扰。根据接收机的带宽和干扰的带宽，可将干扰分为以下几类：

A类：干扰频谱比接收机带宽窄。当发射源截止时，接收机前端产生的瞬态现象（transient）可忽略。这是匹配接收机。

B类：干扰带宽比接收机前端的带宽大。在有用信号衰减和建立时出现瞬态现

象。在输入持续时间很短时，接收机受到冲击激励。这种情况叫作接收机振铃。

C类：本类干扰是A、B两类干扰的叠加。

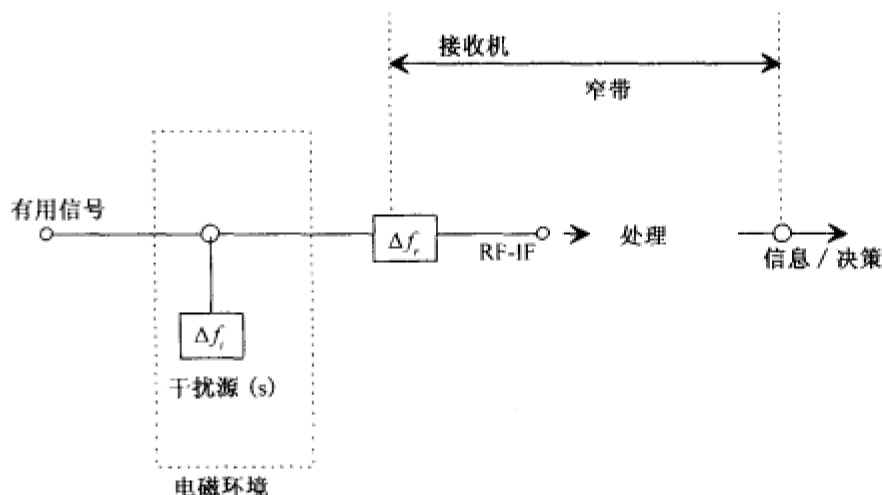


图4-1 干扰环境中接收机的有用信号

这样参考图4-1，有

$$\Delta f_i \leqslant \Delta f_r \qquad \text{（A类条件）}$$

$$\Delta f_i > \Delta f_r \qquad \text{（B类条件）}$$

下面，我们描述A类和B类干扰时接收机RF-IF端输出的包络E和相角φ的统计模型，这里不给出模型完整的推导，处理过程可以参见参考文献［1,2］。这里只给出结果并叙述其在描述许多实际设备和系统发射的电磁干扰特性中的用途。

在形成统计学模型时，主要的分析参数[1]如下：

（1）特性函数（c. f），由$\hat{F}_1(ia\lambda)$给出。

（2）后验概率分布（APD）或超过数概率（exceedance probability），写为$P_1(X>X_0)$或$P_1(E>E_0)$，分别表示接收机输出信号的瞬时幅度或包络E超过某些预置阈值幅度X_0或包络E_0的概率，假设取值区间为（$-\infty,+\infty$）或（$0,\infty$）。 79

（3）包络$w_1(\epsilon)$的联合概率密度函数（pdf）。

4.4.2 A类干扰

A类干扰的特性函数如下

$$\hat{F}_1(ia\lambda)_A = e^{-A_A}\sum_{m=0}^{\infty}\frac{A_A^m}{m!}\exp\left(-\hat{\sigma}_{mA}^2 a^2 \frac{\lambda^2}{2}\right) \tag{4-1}$$

其中，

λ 为特性函数的自变量；

A_A 为A类干扰的脉冲指数，定义为接收机收到的发射事件的平均数目乘以一个典型的干扰源发射的平均持续时间。

$$a^2 = [2\Omega_{2A}(1+\Gamma'_A)]^{-1} \tag{4-2}$$

$$2\sigma_{mA}^2 = \left(\frac{m}{A_A} + \Gamma'_A\right)\Big/(1+\Gamma'_A) \tag{4-3}$$

Ω_{2A}是脉冲、非高斯或瑞利分量的强度；

σ_G^2 是包括接收机前端噪声在内的输入干扰的独立高斯分量的强度。

$$\Gamma'_A = \sigma_G^2/\Omega_{2A}$$

当$0 \leqslant \epsilon_0 < \infty$时，超过数概率函数 $P_1(\epsilon > \epsilon_0)$可表示为

$$P_1(\epsilon > \epsilon_0) \cong e^{-A_A}\sum_{m=0}^{\infty}\frac{A_A^m}{m!}\exp\left(-\frac{\epsilon_0^2}{2\,\hat{\sigma}_{mA}^2}\right) \tag{4-4}$$

其中 ϵ 和 ϵ_0 为

$$\epsilon \equiv \frac{E}{\sqrt{2\Omega_{2A}(1+\Gamma'_A)}} \tag{4-5}$$

$$\epsilon_0 = \frac{E_0}{\sqrt{2\Omega_{2A}(1+\Gamma'_A)}} \tag{4-6}$$

上式中，E_0 是包络 E 的预置阈值。

由于概率密度函数 w_1 和 P_1 的关系由式（4-7）确定

$$w_1 = -\left[\frac{dP_1}{d\epsilon_0}\right]_{\epsilon_0 \to \epsilon} \tag{4-7}$$

则当$0 \leqslant \epsilon < \infty$时，概率密度函数 w_1 由下式得到

$$w_1(\epsilon)_A \cong e^{-A_A}\sum_{m=0}^{\infty}\frac{A_A^m}{m!}\frac{[\exp(-\epsilon^2/2\,\hat{\sigma}_{mA}^2)]\epsilon}{\hat{\sigma}_{mA}^2} \tag{4-8}$$

在以上方程中有3个全局参数，即

- 脉冲指数 A_A
- 脉冲分量 Ω_{2A}的强度
- 包括接收机前端噪声输入干扰的独立高斯分量 σ_G^2 的强度与脉冲非高斯分量

Γ'_A 的强度 Ω_{2A}之比

超过数概率和联合概率密度函数的变化可以从式（4-1）~（4-8）计算得到，计算结果可与实验数据相比较以判断概率模型与实际结果相符的程度。图 4-2 和图 4-3 给出了这一比较。在图 4-2 中理论包络分布曲线的计算条件为：$A_A=10^{-4}$，$\Gamma'_A=50$，x 轴为 $P_1(\epsilon>\epsilon_0)$ 和 y 轴为以 dB 为单位的 $\epsilon_0/\epsilon_{rms}$。实验结果是测得的碎石机的干扰特性（磁场强度）。图 4-3 中的理论包络分布曲线与图 4-2 中的相似，只是 $A_A=0.35$，$\Gamma'_A=0.5\times10^{-3}$。实际数据与从邻近的电力传输线测得的干扰相关。在两种情况下，模型预测的变化表明对 P_1（$\epsilon>\epsilon_0$）的大值都有一个常数斜率，跟着一个很陡峭的上升，之后参数 P_1 折回逼近某固定斜率的渐近线。在理论模型和实测数据间有极好的一致，关键是选择合适的 A_A、Γ'_A 和 Ω_{2A}值。

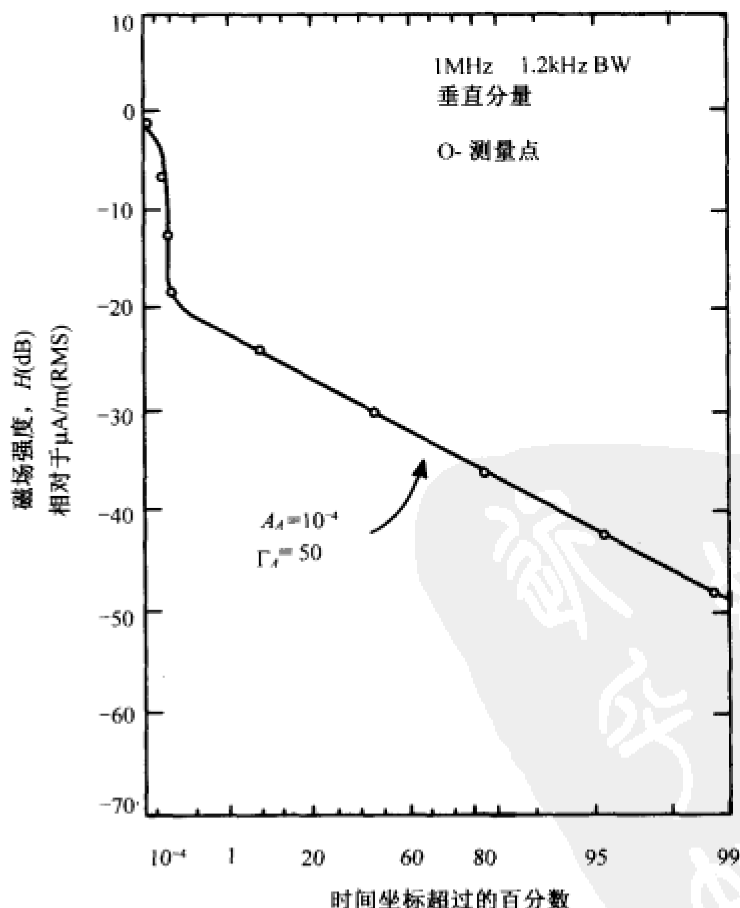


图 4-2 测量的碎石机的包络分布 $P_1(\epsilon>\epsilon_0)$与 A 类干扰模型的比较[1]

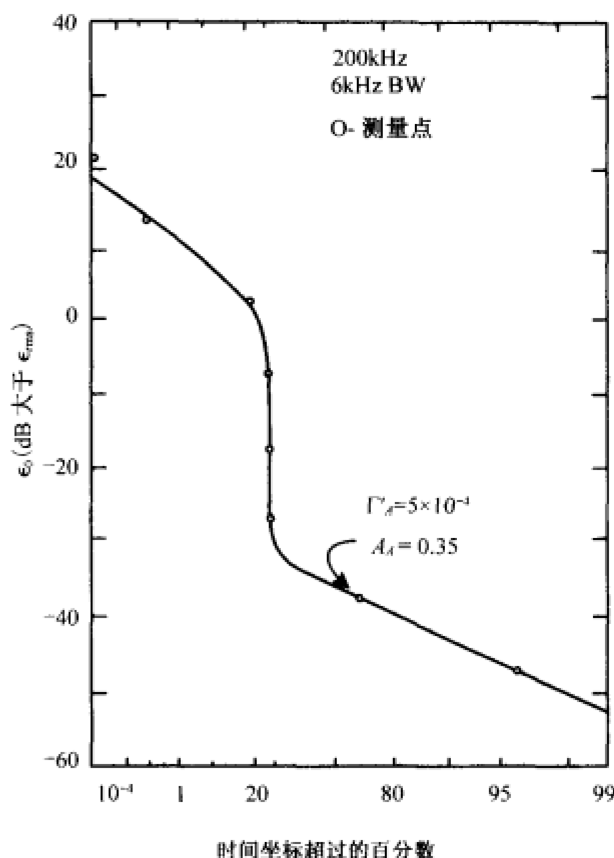


图 4-3 从临近的电力线测量的包络分布 $P_1(\epsilon>\epsilon_0)$（由电力线供电的设备所产生）与 A 类干扰模型的比较[1]

4.4.3 B 类干扰

B 类干扰的特性函数、包络统计或者 APD 和概率密度函数类似地由下式给出：

（1）对于中小值域 $0\leqslant\epsilon\leqslant\epsilon_B$，归一化包络函数

$$\hat{F}_1(ia\lambda)_{B-I}=\exp[-b_{1\alpha}A_Ba^{\alpha}\lambda^{\alpha}-\Delta\sigma_G^2a^2\lambda^2/2] \tag{4-9}$$

（2）对于大值域 $\epsilon_B<\epsilon<\infty$，归一化包络函数

$$\hat{F}_1(ia\lambda)_{B-II}=\exp(-A_B)\exp[A_B(e^{-b_{2\alpha}a^2\lambda^2/2})-\sigma_G^2a^2\lambda^2/2] \tag{4-10}$$

其中，$b_{1\alpha}$、$b_{2\alpha}$是一般包络 B_{0B}的权重

$$\epsilon_B = \frac{E_B}{\sqrt{2\Omega_{2B}(1+\Gamma'_B)}} \tag{4-11}$$

$$a^2 = [2\Omega_{2B}(1+\Gamma'_B)]^{-1} \tag{4-12}$$

其中，Ω_{2B}是 B 类干扰非高斯分量的平均强度；

Γ'_B 是高斯分量的强度与脉冲或非高斯分量的强度之比；

A_B 是 B 类干扰的脉冲指数；

α 是空间密度传播参数。

82

参数 α 提供了平均源密度的有效度量，其范围

$$\alpha = \left.\frac{2-\mu}{\gamma}\right|_{面} 或 \left.\frac{3-\mu}{\gamma}\right|_{体} \tag{4-13}$$

其中 μ 和 γ 分别是与可能的发射源及其传播的密度分布范围有关的幂律指数。

小的或中等的 ϵ 值，即 $0 \leqslant \epsilon_0 \leqslant \epsilon_B$ 时的超过数概率函数为

$$\hat{P}_1(\hat{\epsilon} > \hat{\epsilon}_0)_{B-I} \equiv P_1(\epsilon > \epsilon_0)_{B-I}$$
$$\cong 1 - \hat{\epsilon}_0^2 \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n \hat{A}^n}{n!} \Gamma\left(1+\frac{\alpha n}{2}\right) \times {}_1F_1\left(1+\frac{\alpha n}{2}; 2; -\hat{\epsilon}_0^2\right) \tag{4-14}$$

其中${}_1F_1$ 是合流超几何函数（confluent hypergeometric function）[3]。$\epsilon_B \leqslant \epsilon_0 < \infty$ 时的超过概率函数为

$$\hat{P}_1(\hat{\epsilon} > \hat{\epsilon}_0)_{B-II} \cong \frac{\exp(-A_B)}{4G_B^2} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A_B^m}{m!} \exp(-\epsilon_0^2/2\hat{\sigma}_{mB}^2) \tag{4-15}$$

以上式子中使用的其他符号有

$$\hat{A}_\alpha = \frac{A_\alpha}{2^\alpha G_B^\alpha} \tag{4-16}$$

$$\hat{\epsilon}_0 = \frac{\epsilon_0 N_I}{2G_B} \tag{4-17}$$

N_1 是比例因数，使得 P_{1-I}和 w_{1-I}产生正确的均方包络 $2\Omega_{2B}$（$1+\Gamma'_B$）。

当 $0<\alpha<2$ 时，

$$2\hat{\sigma}_{mB}^2 \equiv \left(\frac{m}{\hat{A}_B} + \Gamma'_B\right) \Big/ (1+\Gamma'_B) \tag{4-18}$$

$$\hat{A}_B = \frac{2-\alpha}{4-\alpha}A_B \tag{4-19}$$

$$G_B^2 \equiv \frac{1}{4}(1+\Gamma'_B)^{-1}\left(\frac{4-\alpha}{2-\alpha}+\Gamma'_B\right) \tag{4-20}$$

$$A_\alpha \equiv \left(\frac{2\Gamma(1-\alpha/2)}{\Gamma(1+\alpha/2)}\right)\times\frac{\langle\hat{B}_{OB}^\alpha\rangle}{\{2\Omega_{2B}(1+\Gamma'_B)\}^{\alpha/2}}A_B \tag{4-21}$$

A_α 是一个有效脉冲，正比于脉冲指数 A_B，且与参数 α 有关。

$\Gamma(1-\alpha/2)$ 和 $\Gamma(1+\alpha/2)$ 是伽马函数[3]。

83

$\langle\hat{B}_{OB}^\alpha\rangle$ 是组合孔径 RF-IF 接收机输入级的输出基本包络的 α 阶矩。

$$\Gamma'_B = \frac{\sigma_G^2}{\Omega_{2B}} \tag{4-22}$$

σ_G^2 是独立高斯分量，Ω_{2B}是脉冲非高斯分量的强度。

当$0\leqslant\epsilon\leqslant\epsilon_B$时，联合概率密度分布函数为

$$w_1(\hat{\epsilon})_{B-I} \cong 2\hat{\epsilon}\sum_{n=0}^{\infty}\frac{(-1)^n\hat{A}^n}{n!}\Gamma\left(1+\frac{n\alpha}{2}\right)\times{}_1F_1\left(1+\frac{n\alpha}{2};1;-\hat{\epsilon}^2\right) \tag{4-23}$$

当$\epsilon_B\leqslant\epsilon<\infty$时，

$$w_1(\epsilon)_{B-II} \cong \frac{\exp(-A_B)}{4G_B^2}\sum_{m=0}^{\infty}\frac{A_B^m}{m!}\frac{[\exp(-\epsilon^2/2\hat{\sigma}_{mB}^2)]\epsilon}{\hat{\sigma}_{mB}^2} \tag{4-24}$$

B 类总的高斯分量由下式给出

$$\nabla\sigma_G^2 = \sigma_G^2 + b_{2\alpha}A_B \tag{4-25}$$

B 类模型有 6 个全局参数，其中 A_B、Γ'_B、Ω_{2B}三个参数和 A 类模型一样，B 类模型的其余参数是：

- 有效指数 A_α
- 空间密度传播参数 α
- 比例因子 N_1

在分析模型中这六个参数描述干扰的性质。B 类模型的超过数概率和联合概率密度函数可以用式（4-9）、式（4-10）、式（4-14）、式（4-15）、式（4-23）和式（4-24）来计算。图 4-4 和图 4-5 给出了两个实例，包括市区环境中汽车噪声和大气噪声，每种情况都标出了模型的参数值。这里我们也注意到，测量值和实际值吻合良好。

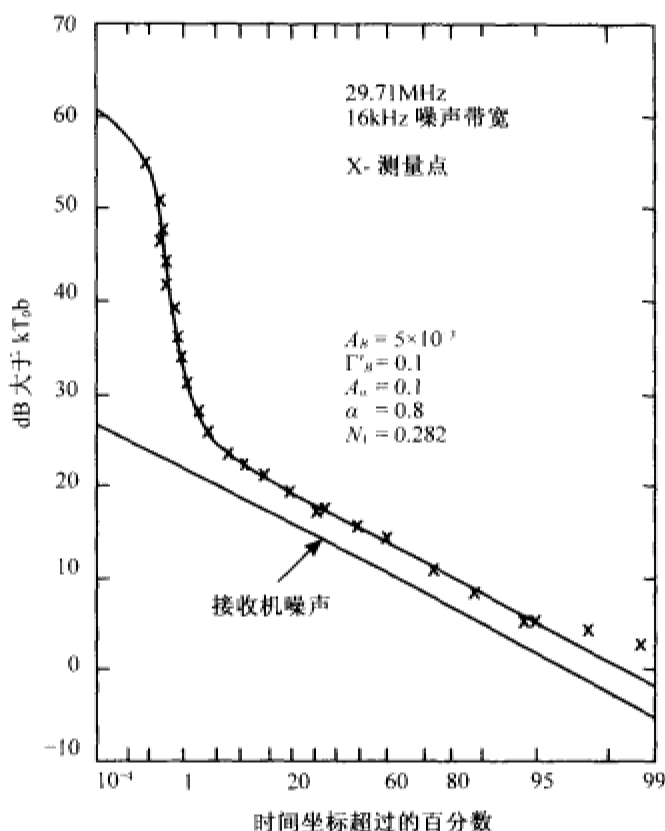


图 4-4 汽车点火噪声测量包络分布 $P_1(\epsilon>\epsilon_0)$ 与 B 类模型比较[1]

B 类模型的每一个特性函数需要两个部分的特征函数，一个是针对较小值和中间值的归一化包络函数，另一个是针对较大值的归一化包络函数。出现在解析模型中的所有参数除 ϵ_B 外，都是物理设定和可测量的。ϵ_B 的经验值由 $P_1(\epsilon>\epsilon_0)$ 曲线的拐点确定。拐点由下式给出

$$\frac{\mathrm{d}^2P_1}{\mathrm{d}\epsilon_B^2}=0 \tag{4-26}$$

拐点即曲线从凹面向凸面转换时对应的点。如果得不到 ϵ_B 的经验值，是不可能预测当 ϵ_B 趋向无穷大时 P_1 的极限值的。

B 类参数（$\alpha_1\langle\hat{B}_{OB}^{\alpha}\rangle$）提供了噪声辐射源的附加信息，例如源密度、基波形状等。因此，为了更全面地评估干扰环境，接收机带宽必须足够宽，保证 A 类和 B 类噪声都被检测到，使得还可以估计除了 A_B、σ_G^2、$\langle\hat{B}_{OB}^2\rangle$ 外的 $\alpha\langle\hat{B}_{OB}^{\alpha}\rangle$。

在传播参数γ已知或者已测量的情况下，参数α给出了有效平均源密度范围的

84 估计值。

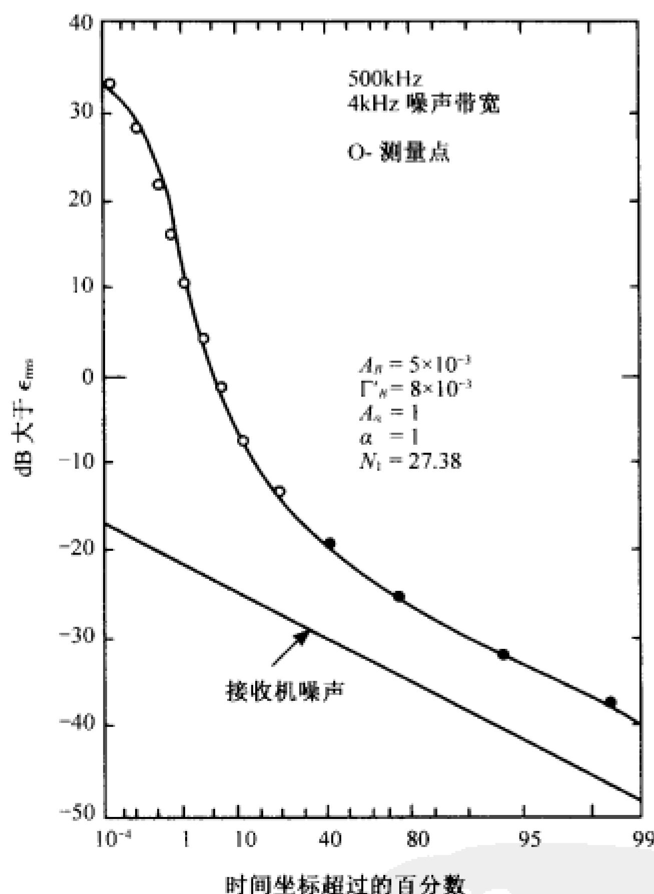


图 4-5　大气噪声测量包络分布 $P_1(\epsilon>\epsilon_0)$ 和 B 类模型的比较[1]

4.4.4　实例

电磁噪声特性是由典型事件的波形特性决定的。在矿井中粉碎矿石的机器产生噪声的情况下，事件的平均持续时间较长，因此它的频谱很窄。这就是 A 类干扰的实例。另一个 A 类干扰的例子就是工业区中电力线噪声。另一方面，对于点火干扰等干扰类型，其平均周期较短，因此它们的频谱很宽。这就是 B 类干扰的实例。其他的 B 类干扰的例子还有大气噪声电磁干扰和荧光灯干扰。

4.5　电磁干扰/电磁兼容统计模型

以上描述了一类电磁干扰的典型模型，焦点是联合包络函数统计模型。像人为

（或者设备产生的）电磁噪声一样，自然界电磁噪声也是非高斯随机过程，它们并不服从高斯或瑞利分布。由 Middleton[1~3] 提出的模型和本章中简要描述的模型在电磁干扰建模和分析中是非常有用和吸引人的。

以画图形式表现出来的基本的和也许低复杂的统计数据分析和模型，在描述和表征许多电磁干扰特性中也得到应用。下面我们将对其进行回顾。

85

4.5.1 环境电磁噪声

由电源线、工业机器、点火系统产生的无意识的人为和设备电磁噪声在一些地理区域占支配地位。在通信系统优化设计过程中，必须对这类噪声进行估计。基于广泛测量的统计信息用来提取商业区、居民区、乡下和乡下安静地区的通用模型。图 4-6 显示了高出 288K 时热噪声以 dB 表示的电磁噪声的中值[4]。这些数据适用于短的垂直的无损接地单极天线。图 4-6 结果表明了中值 F_{am} 是随频率线性变化的。结果有如下形式

$$F_{am} = c - d\log f \tag{4-27}$$

其中，f 是频率，单位是 MHz，

c 和 d 是常数，在表 4-1 中给出，

F_{am} 是高出 288K 时热噪声以 dB 表示的电磁噪声功率。

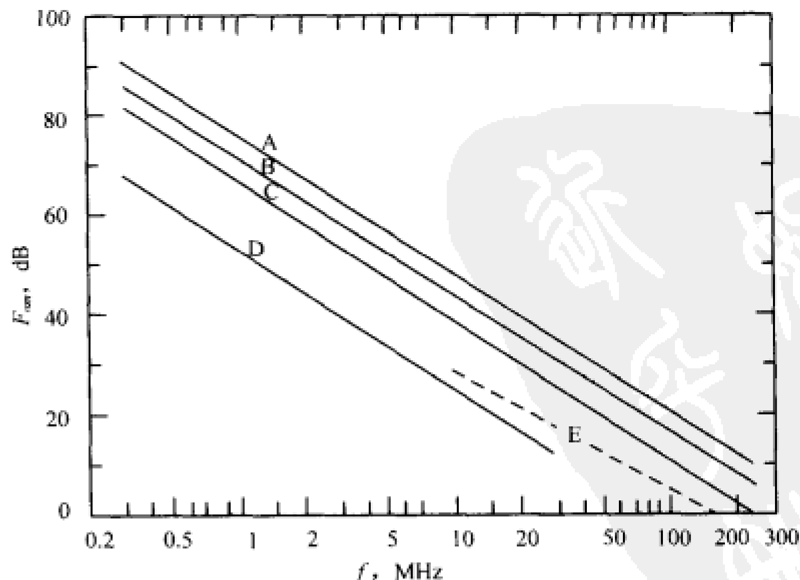


图 4-6 F_{am} 中值随频率变化的图形

（A）商业区，（B）居民区，（C）乡下，（D）乡下安静地区，（E）银河噪声[4]

表 4-1 式(4-27)中常数 c 和 d 的值[4]

环境种类	c	d
商业区（曲线 A）	76.8	27.7
州际高速路	73.0	27.7
居民区（曲线 B）	72.5	27.7
公园和大学校园	69.3	27.7
乡下（曲线 C）	67.2	27.7
乡下安静地区（曲线 D）	53.6	28.6
银河噪声（曲线 E）	52.0	23.0

式（4-27）给出的结果在 $0.30\text{MHz} < f < 250\text{MHz}$ 时应用在商业区、住宅区和乡下是有效的。环境电磁噪声是时间和特定位置的函数。这些变量范围的合理数据对 86 商业区、居民区和乡下都是有效的。表 4-2 给出了在一个小时内测量得到的上面三类位置电磁噪声中值一小时的变化情况。这里 σ_{NL} 是特定频率下 F_{am} 随位置变化的标准偏差，参数 D_u 和 D_l 是在给定位置情况下，F_{am} 在一个小时内偏离中值 1/10 对应的上限和下限值。随时间变化的标准偏差由下式给出[4]

$$\sigma_{NT} = \frac{1}{1.28}\left[\frac{D_u^2 + D_l^2}{2}\right]^{1/2} \tag{4-28}$$

F_{am} 总的标准偏差是

$$\sigma_N = \sqrt{\sigma_{NL}^2 + \sigma_{NT}^2} \tag{4-29}$$

87 式（4-28）和式（4-29）基于简单的高斯模型。

表 4-2 商业区、居民区和乡下环境噪声参数测量的代表值[4]

频率 (MHz)	商业区 F_{am} (dBkT$_0$)	商业区 D_u (dB)	商业区 D_l (dB)	商业区 σ_{NL} (dB)	居民区 F_{am} (dB)	居民区 D_u (dB)	居民区 D_l (dB)	居民区 σ (dB)	乡下 F_{am} (dB)	乡下 D_u (dB)	乡下 D_l (dB)	乡下 σ (dB)
0.25	93.5	8.1	6.1	6.1	89.2	9.3	5.0	3.5	83.9	10.6	2.8	3.9
0.50	85.1	12.6	8.0	8.2	80.8	12.3	4.9	4.3	75.5	12.5	4.0	4.4
1.00	76.8	9.8	4.0	2.3	72.5	10.0	4.4	2.5	67.2	9.2	6.6	7.1
2.50	65.8	11.9	9.5	9.1	61.5	10.1	6.2	8.1	56.2	10.1	5.1	8.0
5.00	57.4	11.0	6.2	6.1	53.1	10.0	5.7	5.5	47.8	5.9	7.5	7.7
10.00	49.1	10.9	4.2	4.2	44.8	8.4	5.0	2.9	39.5	9.0	4.0	4.0
20.00	40.8	10.5	7.6	4.9	36.5	10.6	6.5	4.7	31.2	7.8	5.5	4.5
48.00	30.2	13.1	8.1	7.1	25.9	12.3	7.1	4.0	20.6	5.3	1.8	3.2
102.00	21.2	11.9	5.7	8.8	16.9	12.5	4.8	2.7	11.6	10.5	3.1	3.8
250.00	10.4	6.7	3.2	3.8	6.1	6.9	1.8	2.9	0.8	3.5	0.8	2.3

在考虑 F_a 随时间和位置的变化的统计分布模型中，设备产生噪声的超过数概率通过一接近地面的短的垂直偶极子天线的可用功率来进行预测。应用这个模型，可以预测给定通信系统短期信噪比等于或者大于正常通信的最小阈值的概率。

4.5.2 电路中的电磁干扰

使用统计模型进行 EMI 分析的另一个例子是印制电路板和相连的电缆束[5]。印制电路板包括几个运算放大器和相关的电路元件。电缆束由 25 条电线组成。电缆束中的串扰是随机的，用一个线性传输函数和概率密度函数描述。印制电路板上的电路用一个二阶非线性转移函数来建模，并建立了联合概率密度函数。这两个概率密度函数用于预测电路敏感度的概率密度函数。通过比较显示，预测的电路（印制电路板）概率密度函数，可以用与印制电路板的干扰敏感度统计实验数据符合的概率密度函数来近似。

4.5.3 设备发射的统计模型

在另外一个研究中[6]，大批量生产的数字电子设备的辐射发射的统计数据用来分析这种设备的特性。在被研究的这类数字电子设备中，辐射发射主要集中在 30MHz ~ 230MHz 频段，100MHz 以下主要为垂直极化，150MHz 以上频率范围主要为水平极化。这份研究显示的第二个结论是辐射发射和时钟基频的高达 100 次的谐波密切相关。当要求这样的产品电磁干扰发射特性的最小百分比符合规定的百分比时，对大批量生产的电子设备进行这一特性的统计分析特别有意义。

88

4.6 小结

在本章和前面两章中，我们努力去理解电磁干扰源，并对它们进行建模。在前面两章中，我们从它们的源的角度来观察现象。用电路模型和数学模型来描述电磁干扰源的特征。这些模型通常使人们深入观察电磁干扰源。这些对开展模拟干扰源的实验室测试和确定设备或系统对这些干扰的抗扰度都很有帮助。它们对设计和改进工程程序以避免或最小化电磁干扰也很有帮助。然而，使用这些模型的基本困难，在于推导过程中进行了一些简化，因而得到的结果通常都不是特别准确。进而，它们的适用范围仅仅局限在特定的干扰源、电路或者设备。

另一方面，本章中描述的概率和统计物理模型是基于设备或系统的宏观属性的。概率概念的数学模型是基于电磁干扰统计特性的，用来描述设备或系统整体。因此，从推导方法来讲，这些模型在某种程度上是全局的。这些模型并不直接给出干扰源的电路模型或者确定抗扰度的实验室测试。基于统计行为和概率概念的模型已用在

开发解决电路或设备电磁干扰问题的计算机辅助设计和分析上。

在某种程度上，上面的这两种方法是互相补充的。每种方法都有自己的优势和应用场合，每种也都有自己的局限性。在这个领域，已经有人做了大量的工作。然而，事实是当今的很多实际场合中电磁兼容问题仍然是像“魔术（black magic）”一样的事情。解决的途径一般也都是基于一些直观或经验上的方法，而不是完全建立在科学模型和工程设计上。从这方面讲，进一步研究电磁干扰/电磁兼容模型还是有很大的余地和需求的。几个杰出的论题都是未来进一步工作的候选者。

模型有利于理解 EMI 的源，发展评估干扰和抗扰度的测试方法，也有利于寻找 EMI/EMC 问题的最优工程解决方法。

参考文献

1. D. Middleton, "Statistical-physical models of electromagnetic interference," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-19, pp. 106 - 127, Aug. 1977.
2. D. Middleton, "Statistical Physical Models of Man-made and Natural Radio Noise part-II: First order probability models of the envelope and phase," Office of Telecommunications, Technical Report TO-76-86, Apr. 1976 (U. S. Gov Printing Office, Wash. DC 20402).

89

3. D. Middleton "Man made Noise in urban environment and transportation systems: Models and Measurements," *IEEE Trans Communications*, Vol. Com-21, pp. 1232 - 1241, Nov. 1973.
4. Recommendations and Reports of the CCIR, 1986, Volume VI, Propagation Ionized Media, XVI-th Plenary Assembly, Dubrovnik.
5. D. Weiner and G. Capraro, "A statistical approach to EMI—theory and experiment," in *Proc. IEEE International Symp EMC*, pp. 448 - 452 and pp. 464 - 468, 1987.
6. A. Tsaliovich, "Statistical EMC: a new dimension in electromagnetic compatibility of digital electronic systems," in *Proc. IEEE International Symp EMC*, pp. 469 - 474, 1987.

习题

1. (a) 请给出 A 类和 B 类干扰的例子。
   (b) 证明 B 类干扰情况下接收机振铃的事实。
2. (a) 概率意义上 EMI 预测的 A 类和 B 类模型的可测量参数是什么？描述如何确定它们。
   (b) 哪个参数不能实验确定？它是如何确定的？
3. (a) 从幅度分布图上，确定由拐点特性决定的干扰的类型。
   (b) 求出拐点处 ϵ_0 和 ϵ_{max} 的比值，以及坐标超过该点的时间百分比。
4. 对下列 EMI 源建立合适的分布函数：
   (a) 荧光灯
   (b) 汽车点火器

(c) 雷达发射机

5. (a) 利用图 4-2 中的数据，计算横坐标 = 20 处的干扰磁场；

(b) 假设磁场在自由空间中被辐射，计算 EMI 噪声及其等效噪声温度，已知 $k = 1.37 \times 10^{-23}$ W/Hz/K。

6. 从图 4-5 的数据，假设非高斯分量是 −17dB，计算高斯和非高斯分量的比值。利用近似

$P = \exp[-a^2 \epsilon_0^n]$

求 $n = 1.5$ 时 P 随 ϵ_0 的变化，以及从图 4-5 起始获得的 a 的值。

90

7. 讨论在什么条件下 EMI 分布曲线是高斯的或非高斯的/瑞利的。

8. 讨论概率意义下的 EMI 预测分析模型的重要性，并举例。

第5章　开阔试验场地

5.1　概述

电子设备、装置或仪器的辐射发射（RE）测试和辐射敏感度（RS）测试组成了两种最基本的电磁干扰和电磁兼容（EMI/EMC）测试。辐射敏感度测试的目的是要检验由于设备外部耦合到了电磁能量而引起的设备性能的下降，对于设备性能下降的容许限度通常由用户所制定的规范来确定，这个规范是以可测量的图像、声音或其他形式的判据来显示设备外部耦合到的电磁干扰的强度是否超过特定的门限。

像无线电发射机或雷达发射机这样的设备，就是设计在特定的频率上发射电磁能量的，然而，这样的发射设备也会在一些谐波、分谐波频率和各种寄生频率上辐射能量。虽然这些辐射与设备工作频率上的能量相比要明显小很多，但仍然是一种电磁干扰源。此外，非发射机类的电子装置也会成为电磁能量泄漏源，这样的电磁能量泄漏源通常认为是电小尺寸的，同时，产生表面电流的泄漏场能够等效为电短偶极子和磁短偶极子源模型。通常意义上讲，每一个电小尺寸的泄漏源，都可认为是三个具有幅度和相位的互相正交的电偶极矩和磁偶极矩。所有的电偶极子和磁偶极子辐射源能够合并成为矢量进而形成一个合成的等效源，此时就需要精心设计的测试来检验这个辐射源的特性。如果我们已经知道这个辐射源只具有一种偶极矩的特性（电偶极矩或磁偶极矩），那么就不必进行相关的相位测试。对于实际的辐射发射测试，我们通常关心的是在特定距离上的由于辐射发射（由受试设备）所引起的电场强度的测量，有几种方法可供选择。

在本章中我们将讨论在开阔试验场地（OATS）中进行受试设备（EUT）的辐射发射和辐射敏感度测试的方法[1]。

5.2　开阔试验场地测试

开阔试验场地测试是一种最直接的和被广泛认可的标准测试方法，它能够用来测试设备的辐射发射或者是部件或设备的辐射敏感度。

5.2.1　辐射发射测试

辐射发射测试的基本原理如图5-1所示。在这个测试配置中，EUT开始工作后，

使用接收机在特定的频率范围内进行扫描，从而测得 EUT 的电磁发射，并检验测得的数据是否符合相关规范的要求。

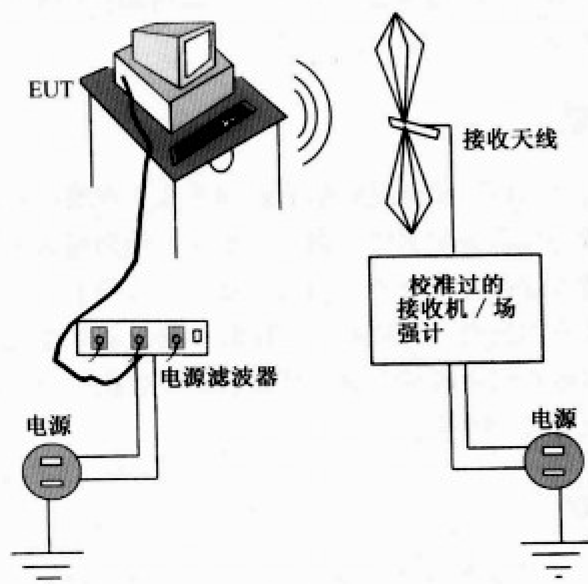


图 5-1 辐射发射测试原理

5.2.2 辐射敏感度测试

图 5-2 显示了辐射敏感度测试的原理。在这个测试配置中，EUT 放置在合适的辐射天线产生的电磁场中。

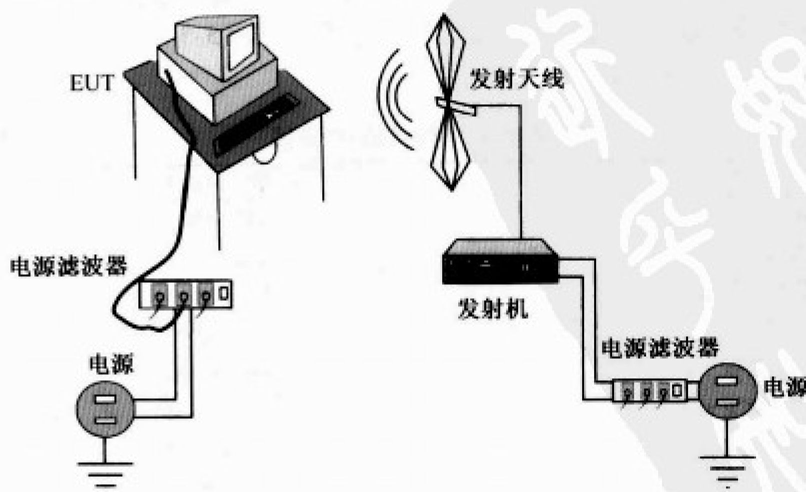


图 5-2 辐射敏感度测试示意图

通过改变发射放大器（信号发生器）发送到天线的功率来对电磁场的强度进行调节，然后观察在不同的电磁场强度下 EUT（或被测部件）的特定的性能因数，检查其性能是否符合规范中对应的要求。

92

5.2.3　测试场地

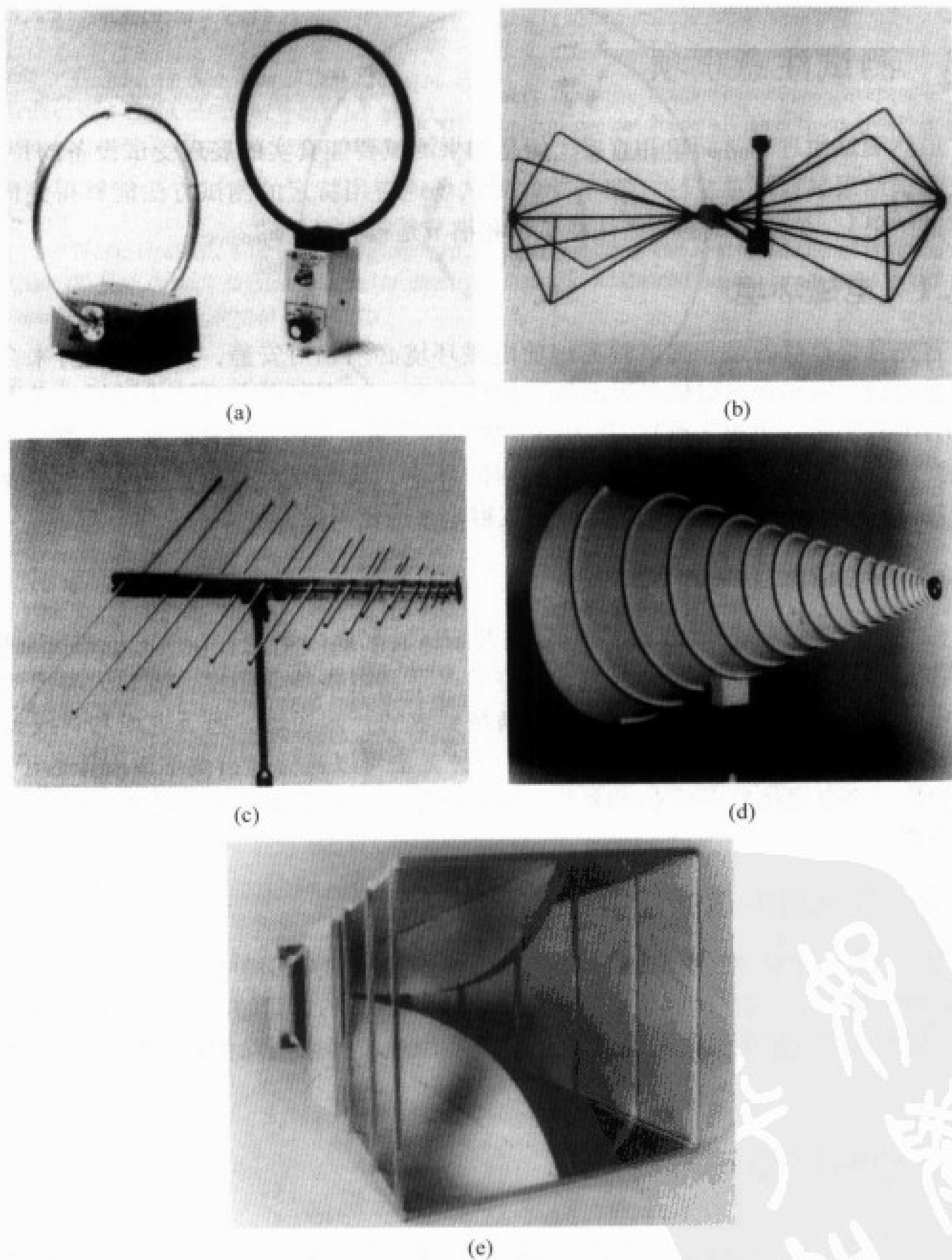
通过使用合适的测试场地和经过校准的接收天线，观察一些注意事项能够在特定的频率范围内测试受试设备的辐射发射。类似地，使用经过校准的发射天线，受试设备的辐射敏感度也能够在特定的电磁场环境下进行检验。如果这些测试是在室内或者是一个封闭的空间内进行，墙面、地板和天花板就可能使信号发生反射和散射，这些散射信号的存在就会破坏测试。然而，如果是在一个合适的开阔场地进行测试，就不会存在反射和散射信号。

5.2.4　测试天线

在已知的场强下对受试设备进行电磁场照射的简单方法就是在一个固定频率上使用标准的半波长偶极子天线，制造这样的天线也是相对简单的。此外，如果这种偶极子的截面经过合适的设计（直径大约为 15cm），使用电池供电的射频（RF）源就能够安放于其中。这样的设计能够产生一个已知天线增益下的理想方向图，并且能作为一个相当精确的场强标准[2]。相对而言，使用同轴电缆将测试天线和信号源相连会破坏天线的方向图。测试天线的配置取决于工作频率，表 5-1 给出了一些常用的测试天线及大概的工作频率范围。图 5-3 展示了其中几种这些测试天线的照片。

表 5-1　常用的测试天线

天线类型	频率（MHz）
杆状天线	0.01 ~ 30
环形天线	0.01 ~ 30
双锥天线	30 ~ 220
偶极子天线	30 ~ 1 000
对数周期天线	200 ~ 1 000
锥形对数螺旋天线	200 ~ 10 000
双脊波导天线	1 000 ~ 18 000
波导喇叭天线	1 000 以上



(a) (b) (c) (d) (e)

图 5-3 测试天线举例

(a) 环形天线，(b) 双锥天线，(c) 对数周期天线，(d) 锥形对数螺旋天线，
(e) 双脊波导天线（图片由 Electromechanics 公司授权使用）

5.3 测试注意事项

虽然测试原理非常简单和直接，但是如果测试要能真实的展现受试设备的特性，并且测试结果具有可重复性（在不同的测试场地应用特定的测试方法能够得到同样的测试结果），关注测试的一些注意事项和细节是很有必要的。

5.3.1 电磁环境

首先且是首要的是开阔试验场地的电磁环境必须相对安静，并且不会有来自诸如广播电台、电视台发射机引起的较强的信号和诸如汽车点火系统或弧焊设备引起的人为电磁辐射（见第3章）。作为一个基本的原则，美国国家标准规定在测试区域并且受试设备未开机时测得的传导和辐射的环境无线电噪声和信号电平，至少要比相关规范或标准中的允许限值（即辐射发射电平或辐射敏感度要求）低6dB。

5.3.2 电磁散射体

另一个重要的注意事项就是要确保在开阔试验场地内不能有任何的电磁散射体。建筑物和其他类似的结构、输电线、架空的电话和电报线、栅栏、诸如树类的植物都是电磁散射源，所以我们一定要找到满足要求的开阔场地。地下电缆和管线如果其埋的不够深，仍可以引起电磁散射。有一种方法可以避免来自地下散射体的干扰，就是使用一个金属接地平面来消除来自诸如埋在地下的金属物体等地下散射源引起的强散射。

5.3.3 电源和电缆的连接

为了提高测试精度，有必要将EUT的电源连接线和开阔场中的发射/接收天线与开阔场附近放置的发射/接收设备（见图5-1和图5-2）之间的电缆置入地沟中。为EUT、接收机和发射机供电的电源线都必须使用滤波器来消除由电源线引入的传导干扰。

93～95

5.4 开阔试验场地

开阔试验场地的形状和尺寸都要合适，以保证在场地内不存在有可能影响测试的散射信号。为了达到这一要求，美国国家标准[1]推荐：

$$S_c \leqslant S_d - 6\text{dB} \tag{5-1}$$

其中 S_c 为来自开阔试验场地边界上障碍物的散射信号，S_d 为EUT与发射/接收

天线之间的直射信号。图 5-4 和图 5-5 为两种常用的开阔试验场地的测试配置。

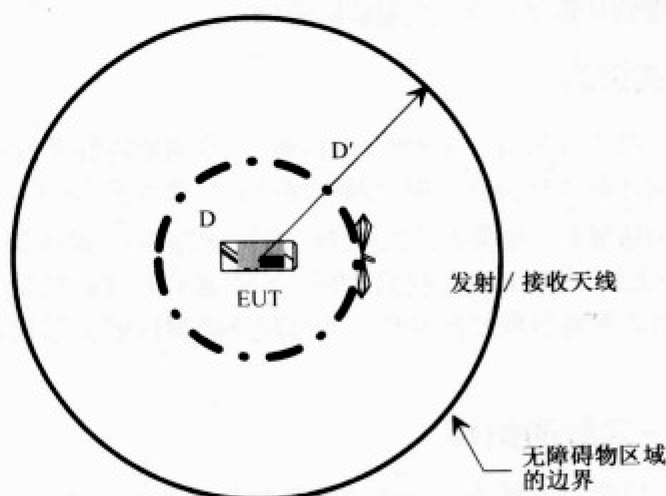


图 5-4 EUT 固定时开阔试验场地的无障碍物区域

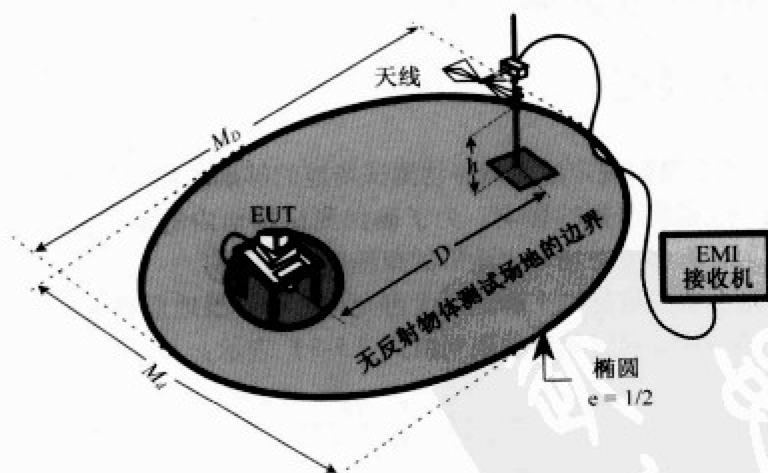


图 5-5 EUT 能够进行 360°方位角旋转的开阔试验场地

5.4.1 固定式 EUT

在图 5-4 中，EUT 是固定的，发射/接收天线在一个圆形轨道上移动，从而在所有方向上（360°方位角）观察设备。对于这样的测试配置，式 5-1 在以下情况下能够成立：

$$D' \geq 1.5D \tag{5-2}$$

值得注意的是对于这样的测试配置，散射信号的路径长度是直射信号的两倍，从而能够确保散射信号强度至少比直射信号低6dB。

5.4.2　固定式天线

在图5-5中，EUT安装在一个能够进行360°方位角旋转的平台上，此时，发射/接收天线固定不动便能够从所有方向（360°方位角）来观察EUT。对于这样的测试配置，测试场地的边界是一个椭圆，长轴 M_D 的长度为 $2D$，短轴 M_d 的长度为 $\sqrt{3}D$，其中 D 为EUT和发射/接收天线之间的距离。对于这种尺寸的测试场地，需要注意散射信号的路径长度是直射信号的两倍，从而能够确保散射信号强度至少比直射信号低6dB。

5.4.3　EUT－天线的间距

通常情况下，EUT和发射/接收天线之间的距离 D 为1m、3m或10m。如果出于实际情况的考虑而有必要采用一个不同于标准距离的 D，那么所测得的数据就需要进行合适的转换以得到标准测试距离下的结果。

5.5　地形粗糙度

5.4.1和5.4.2节所规定的无障碍物测试场地能够确保场地外的散射体不会对场地内的电磁场产生任何严重的影响。为了确保测试场地内的地形变化也不会在场地内产生明显散射，有必要对场地内地形的粗糙度进行限制。

通常使用瑞利粗糙度标准来确定最大可允许的均方根地形粗糙度。对于图5-6所示的情况，瑞利粗糙度标准规定的限制由式（5-3）表示：

$$b \leqslant \frac{\lambda}{8}\left[1+\left(\frac{D}{h_1+h_2}\right)^2\right]^{1/2} \tag{5-3}$$

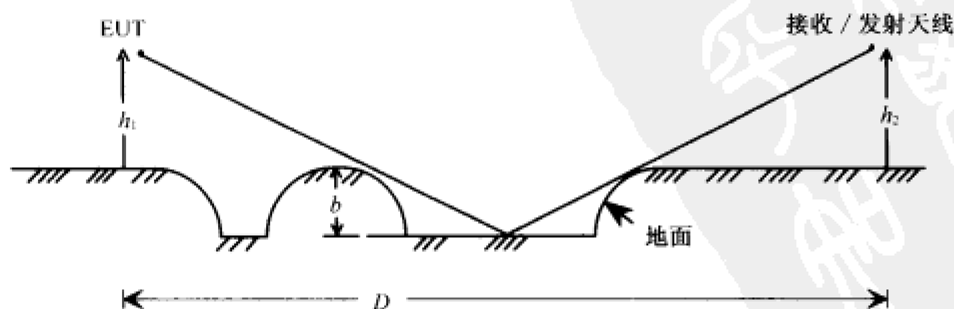


图5-6　粗糙地面

其中 b 为地形突起的高度，λ 为测试频率对应的波长。比如，对于频率为 1GHz（$\lambda=30\text{cm}$）的测试，均方根地形粗糙度的限制可参见表 5-2。类似地，对于其他频率，粗糙度的限制可以使用式（5-3）来计算。

97

表 5-2 瑞利粗糙度标准所确定的表面粗糙度的典型值

测试距离 D(m)	EUT 的放置高度 h_1(m)	发射/接收天线的放置高度 h_2(m)	最大均方根粗糙度 b_{max}(cm)
3	1	4	4.4
10	1	4	8.4
30	2	6	14.6

5.6 归一化场地衰减

在解释开阔场地测试时两个重要的注意事项是测试场地的非理想性（与理想参考场地相比）的影响和所用天线的特性，这两个方面可以分别通过归一化场地衰减[3-6]和天线系数[6-9]来量化。这里我们只讨论归一化场地衰减，天线系数在 5.8 节进行讨论。

5.6.1 远区电场

我们来考虑一个增益为 G 的发射天线，它由一个匹配的源来进行激励，辐射功率为 P_T，自由空间中距离天线 d 处的远区电场强度 E 由式（5-4）表示[3]：

$$E=\frac{(30P_TG)^{1/2}}{d}\exp(-\mathrm{j}2\pi d/\lambda) \tag{5-4}$$

其中，λ 为测试频率对应的波长。

5.6.1.1 水平半波偶极子。对于水平半波偶极子（增益 $G=1.64$），发射功率为 1pW，使用式（5-4），$E_{DH}(\mu\text{V/m})$的表达式为：

$$E_{DH}=\frac{\sqrt{49.2}}{d}\exp(-\mathrm{j}2\pi d/\lambda) \tag{5-5}$$

98

考虑图 5-7 中所示的传播几何学，除了直射波以外，还有来自地面的反射波，式（5-5）就变为：

$$E_{DH}=\sqrt{49.2}\left\{\frac{\exp(-\mathrm{j}2\pi d_1/\lambda)}{d_1}+|\rho_h|\frac{\exp(-\mathrm{j}2\pi d_2/\lambda)\mathrm{e}^{\mathrm{j}\phi_h}}{d_2}\right\} \tag{5-6}$$

其中，ρ_h 为地面的反射系数，可以用式（5-7）[3]来计算：

$$\rho_h = |\rho_h| e^{j\phi_h} = \frac{\sin\gamma - (\varepsilon_r - j60\lambda\sigma - \cos^2\gamma)^{1/2}}{\sin\gamma + (\varepsilon_r - j60\lambda\sigma - \cos^2\gamma)^{1/2}} \tag{5-7}$$

其中，ε_r 和 σ 分别为地面的相对介电常数和以S/m为单位的电导率，角度 γ 如图5-7中所示。

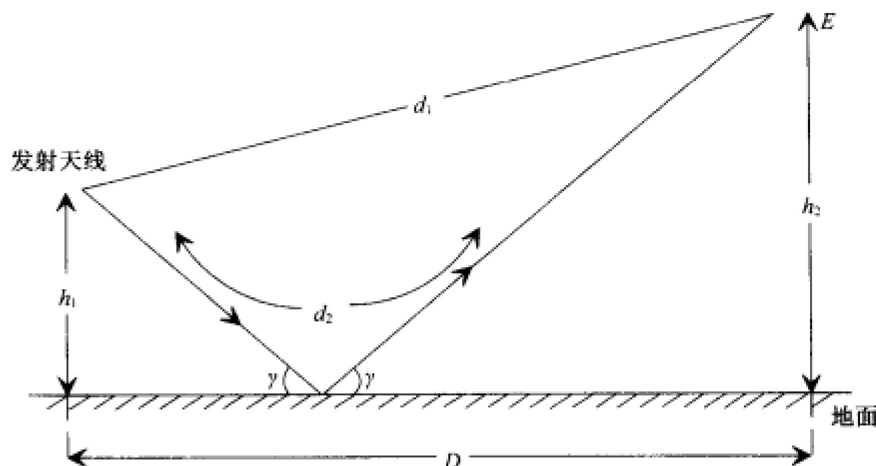


图5-7 远区电场

在图5-7中，发射天线放置在距离地面 h_1 的高度上，实际上，接收天线的放置高度 h_2 的选取是为了在距离 D 处的垂直平面上使用接收天线进行扫描时能给出最大的 E_{DH}。通过这种方式用接收天线进行扫描，并选取 h_2 作为能够接收最大信号的接收天线的高度能够消除对地面反射信号零点的测试敏感性。图5-7中，使用

$$d_1 = \{D^2 + (h_2 - h_1)^2\}^{1/2}$$

和

$$d_2 = \{D^2 + (h_2 + h_1)^2\}^{1/2}$$

来代替式（5-6）中的 d_1 和 d_2，E_{DH}的幅度可以用式（5-8）表示：

$$|E_{DH}|_{\max} = \frac{\sqrt{49.2}\left\{d_2^2 + d_1^2|\rho_h|^2 + 2d_1d_2|\rho_h|\cos\left[\phi_h - \frac{2\pi}{\lambda}(d_2 - d_1)\right]\right\}^{1/2}}{d_1d_2} \tag{5-8}$$

式（5-8）是一个偶极子天线辐射1pW功率时在一定高度上进行扫描所得到的最大远区电场强度的水平分量。

5.6.1.2 垂直半波长偶极子。类似地，对于辐射 1pW 功率的垂直半波长偶极子天线，地面垂直反射系数为 $\rho_v = |\rho_v| e^{j\phi_v}$ 时，距离辐射天线 D 处的电场强度（μV/m）为：

$$|E_{DV}|_{\max} = \frac{\sqrt{49.2}D^2}{d_1^3 d_2^3}\left\{d_2^6 + d_1^6 |v_v|^2 + 2d_1^3 d_2^3 |\rho_v| \cos\left[\phi_v - \frac{2\pi}{\lambda}(d_2 - d_1)\right]\right\}^{1/2} \quad (5\text{-}9)$$

其中 d_1、d_2 和 D 的长度见本章习题中第 2 题的附图。式（5-9）的推导留作作业（见本章习题中的第 2 题）。

5.6.1.3 计算 $|E_D|_{\max}$。使用常用的测试距离时的 $|E_{DH}|_{\max}$ 和 $|E_{DV}|_{\max}$ 的计算结果见表 5-3 到表 5-6，包括了土质地面和金属地面两种情况。

表 5-3 发射天线高度为 1m，金属地面时不同频率（MHz）下的 $E_{D\max}$（dBμV/m）

$h_1 = 1\text{m}$，$\varepsilon_r = 1$，$\sigma = \infty$

极化	水平	水平	水平	垂直	垂直	垂直
D（m）	3	10	30	3	10	30
h_2（m）	1～4	1～4	2～6	1～4	1～4	2～6
f（MHz）	$E_{D\max}$	$E_{D\max}$	$E_{D\max}$	$E_{D\max}$	$E_{D\max}$	$E_{D\max}$
25	2.3	-11.9	-26.5	11.2	2.7	-6.7
30	3.5	-10.4	-25.0	11.2	2.7	-6.7
35	4.6	-9.1	-23.6	11.1	2.7	-6.7
40	5.6	-8.0	-22.5	11.1	2.7	-6.7
45	6.4	-7.0	-21.5	11.0	2.7	-6.7
50	7.1	-6.1	-20.6	10.9	2.6	-6.7
60	8.3	-4.7	-19.0	10.7	2.6	-6.7
70	9.2	-3.5	-17.7	10.5	2.6	-6.7
80	10.0	-2.4	-16.6	10.3	2.6	-6.7
90	10.5	-1.6	-15.6	10.0	2.5	-6.7
100	10.9	-0.8	-14.8	9.6	2.5	-6.8
120	11.6	0.4	-13.3	8.8	2.4	-6.8
125	11.7	0.6	-13.0	8.6	2.4	-6.8
140	11.9	1.2	-12.1	7.8	2.3	-6.8
150	12.1	1.5	-11.5	7.2	2.3	-6.9
160	12.2	1.8	-11.1	6.5	2.2	-6.9
175	12.3	2.1	-10.4	5.4	2.1	-6.9
180	12.4	2.1	-10.2	5.1	2.1	-7.0
200	12.5	2.3	-9.5	6.5	1.9	-7.0
250	12.6	2.5	-8.1	8.7	1.5	-7.2
300	12.1	2.6	-7.3	9.8	0.9	-7.5
400	11.7	2.7	-6.8	10.9	1.0	-8.1
500	12.2	2.8	-6.7	11.3	1.7	-9.0
600	12.4	2.8	-6.7	9.7	2.0	-9.3
700	12.6	2.8	-6.7	10.4	2.2	-7.4
800	12.1	2.8	-6.7	10.9	2.4	-7.1
900	12.3	2.6	-6.6	11.2	2.4	-7.0
1000	12.4	2.7	-6.6	11.3	2.5	-6.9

注：摘自参考文献［1］。

表 5-4 发射天线高度为 2m，金属地面时不同频率（MHz）下的 $E_{D\,max}$（dBμV/m）

$h_1=2\text{m}$，$\varepsilon_r=1$，$\sigma=\infty$

极化	水平	水平	水平	垂直	垂直	垂直
D（m）	3	10	30	3	10	30
h_2(m)	1～4	1～4	2～6	1～4	1～4	2～6
f(MHz)	$E_{D\,max}$	$E_{D\,max}$	$E_{D\,max}$	$E_{D\,max}$	$E_{D\,max}$	$E_{D\,max}$
25	7.4	-6.2	-20.6	8.7	2.3	-6.7
30	8.4	-4.8	-19.0	8.6	2.3	-6.8
35	9.2	-3.6	-17.7	8.4	2.2	-6.8
40	9.9	-2.6	-16.6	8.3	2.2	-6.8
45	10.3	-1.7	-15.6	8.1	2.2	-6.8
50	10.7	-0.9	-14.8	7.8	2.2	-6.8
60	11.2	0.2	-13.3	7.3	2.1	-6.8
70	11.4	1.1	-12.1	6.7	2.0	-6.9
80	11.6	1.7	-11.1	6.0	1.9	-6.9
90	11.6	2.0	-10.2	6.8	1.7	-7.0
100	11.7	2.2	-9.5	7.5	1.6	-7.1
120	11.7	2.4	-8.4	8.5	1.2	-7.2
125	11.7	2.4	-8.2	8.7	1.1	-7.3
140	11.8	2.5	-7.6	9.0	0.8	-7.4
150	11.7	2.5	-7.3	9.1	0.6	-7.5
160	11.5	2.6	-7.1	9.2	0.3	-7.6
175	11.0	2.6	-6.9	9.2	-0.1	-7.8
180	11.0	2.6	-6.8	9.2	0.2	-7.8
200	11.3	2.6	-6.8	9.2	0.8	-8.1
250	11.6	2.7	-6.7	9.1	1.4	-9.0
300	11.7	2.7	-6.7	9.1	1.8	-9.4
400	11.8	2.7	-6.7	9.2	2.1	-7.1
500	11.7	2.6	-6.7	9.2	2.2	-7.0
600	11.7	2.6	-6.7	9.2	2.3	-6.9
700	11.7	2.7	-6.7	9.2	2.3	-6.8
800	11.7	2.7	-6.7	9.2	2.3	-6.8
900	11.7	2.7	-6.7	9.2	2.1	-6.8
1000	11.7	2.7	-6.7	9.2	2.2	-6.7

注：摘自参考文献［1］。

表 5-5 不同频率（MHz）、极化与测试配置下的 $E_{D\max}$（dBμV/m）计算值

土质地面：$\varepsilon_r=15$，$\sigma=0.01$；金属地面：$\varepsilon_r=1$，$\sigma=\infty$

极化	水平	水平	水平	水平	垂直	垂直	垂直	垂直
D（m）	10	10	10	10	30	30	30	30
h_1(m)	1	1	2	2	1	1	2	2
h_2(m)	0.5~1.5	1~4	1~4	1~4	1~1.5	1~4	4	1~4
地面	金属	金属	土质	土质	金属	金属	土质	土质
f(MHz)	$E_{D\max}$	$E_{D\max}$	$E_{D\max}$	$E_{D\max}$	$E_{D\max}$	$E_{D\max}$	$E_{D\max}$	$E_{D\max}$
30	1.6	-10.4	-26.9	-21.8	11.2	2.7	-14.7	-13.8
35	2.7	-9.1	-25.9	-20.7	11.1	2.7	-14.7	-13.8
40	3.7	-8.0	-25.0	-19.7	11.1	2.7	-14.7	-13.8
45	4.6	-7.0	-24.2	-18.8	11.0	2.7	-14.7	-13.8
50	5.3	-6.1	-23.5	-18.0	10.9	2.6	-14.7	-13.8
60	6.7	-4.7	-22.1	-16.6	10.7	2.6	-14.7	-13.7
70	7.8	-3.5	-21.0	-15.4	10.5	2.6	-14.7	-13.6
80	8.8	-2.4	-19.9	-14.4	10.3	2.6	-14.6	-13.5
90	9.6	-1.6	-19.0	-13.5	10.0	2.5	-14.5	-13.4
100	10.2	-0.8	-18.1	-12.6	9.6	2.5	-14.5	-13.3
120	11.2	0.4	-16.7	-11.3	8.8	2.4	-14.5	-13.1
125	11.4	0.6	-16.3	-11.0	8.6	2.4	-14.3	-13.0
140	11.9	1.2	-15.4	-10.2	7.8	2.3	-14.1	-12.8
150	12.1	1.5	-14.9	-9.8	7.2	2.3	-14.0	-12.7
160	12.2	1.8	-14.3	-9.3	6.5	2.2	-13.9	-12.6
175	12.3	2.1	-13.6	-8.8	5.4	2.1	-13.8	-12.4
180	12.4	2.1	-13.4	-8.6	5.0	2.1	-13.7	-12.4
200	12.5	2.3	-12.6	-8.1	3.2	1.9	-13.5	-12.2
250	12.7	2.5	-10.9	-7.3	7.2	1.5	-13.0	-11.7
300	12.7	2.6	-9.7	-7.1	9.7	0.9	-12.5	-11.4
400	12.8	2.7	-9.0	-7.0	10.9	1.0	-11.7	-10.8
500	12.8	2.8	-7.2	-7.0	11.3	1.7	-11.2	-10.5
600	12.5	2.8	-7.0	-6.9	9.5	2.0	-10.7	-10.2
700	12.6	2.8	-7.0	-6.9	10.4	2.2	-10.4	-10.0
800	12.7	2.8	-6.9	-6.9	10.9	2.4	-10.1	-9.9
900	12.7	2.6	-6.9	-6.9	11.2	2.4	-9.9	-9.8
1000	12.8	2.7	-6.9	-6.9	11.3	2.5	-9.7	-9.7

注：摘自参考文献［3］。

表 5-6 水平极化、不同频率（MHz）与测试配置下的 $E_{D\max}$（dBμV/m）计算值，h_2 在 1～4m 范围内扫描以获取最大接收信号

土质地面：$\varepsilon_r=15$，$\sigma=0.01$；金属地面：$\varepsilon_r=1$，$\sigma=\infty$

D（m）	10	10	10	10	30	30	30	30
h_1（m）	1	1	2	2	1	1	2	2
地面	金属	土质	金属	土质	金属	土质	金属	土质
f（MHz）	$E_{D\max}$	$E_{D\max}$	$E_{D\max}$	$E_{D\max}$	$E_{D\max}$	$E_{D\max}$	$E_{D\max}$	$E_{D\max}$
30	-10.4	-9.4	-4.8	-4.8	-28.3	-26.9	-22.3	-21.8
35	-9.1	-8.5	-3.6	-3.9	-27.0	-25.9	-21.0	-20.7
40	-8.0	-7.7	-2.6	-3.0	-25.8	-25.0	-19.9	-19.7
45	-7.0	-7.0	-1.7	-2.3	-24.8	-24.2	-18.9	-18.8
50	-6.1	-6.3	-0.9	-1.7	-23.9	-23.5	-18.0	-18.0
60	-4.7	-5.1	0.2	-0.6	-22.3	-22.1	-16.4	-16.6
70	-3.5	-4.0	1.1	0.2	-21.0	-21.0	-15.2	-15.4
80	-2.4	-3.1	1.7	0.7	-19.9	-19.9	-14.1	-14.4
90	-1.6	-2.3	2.0	1.1	-18.8	-19.0	-13.1	-13.5
100	-0.8	-1.6	2.2	1.2	-18.0	-18.1	-12.3	-12.6
120	0.4	-0.5	2.4	1.5	-16.4	-16.7	-10.9	-11.3
125	0.6	-0.3	2.4	1.5	-16.1	-16.3	-10.6	-11.0
140	1.2	0.3	2.5	1.6	-15.1	-15.4	-9.8	-10.2
150	1.5	0.6	2.5	1.7	-14.6	-14.9	-9.3	-9.8
160	1.8	0.9	2.6	1.7	-14.0	-14.3	-8.9	-9.3
175	2.1	1.1	2.6	1.8	-13.3	-13.6	-8.4	-8.8
180	2.1	1.2	2.6	1.8	-13.1	-13.4	-8.2	-8.6
200	2.3	1.4	2.6	1.9	-12.3	-12.6	-7.7	-8.1
250	2.5	1.7	2.7	2.0	-10.6	-10.9	-6.9	-7.3
300	2.6	1.9	2.7	2.0	-9.3	-9.7	-6.7	-7.1
400	2.7	2.1	2.7	2.1	-7.7	-8.0	-6.7	-7.0
500	2.8	2.3	2.6	1.7	-6.8	-7.2	-6.6	-6.9
600	2.8	2.3	2.6	1.9	-6.7	-7.0	-6.6	-6.9
700	2.8	2.4	2.7	1.9	-6.7	-7.0	-6.6	-6.9
800	2.8	2.4	2.7	2.0	-6.7	-6.9	-6.6	-6.9
900	2.6	2.0	2.7	2.0	-6.6	-6.9	-6.6	-6.9
1000	2.7	2.0	2.7	2.1	-6.6	-6.9	-6.6	-6.9

注：摘自参考文献［7］。

5.6.1.4 常用天线。在 5.6.1.1 节中的讨论中特别提到了一种水平极化的半波偶极子天线，但通常情况下天线的形式要复杂的多。对于图 5-8 中所示的发射天线的等效电路，参数 R_A 和 X_A 分别为天线的电阻和电抗，发射功率 P_T 由下式计算：

$$P_T = I^2 R_A \tag{5-10a}$$

天线电流 I 可以由信号源开路电压 V、发射天线增益 G 和电阻 R_A 以及天线系数 AF 来表示[3]。天线系数把天线一个端口处的电场 E 和另一个端口处的电压联系起来。天线可以等效为一个双端口网络，一端口为电场（接收/发射），另一端口为电压（接收－输入/发射－输出）。在文献［3］中推导出的天线电流 I 的表达式如下：

101～103

$$I=\frac{V}{50AF}\ \frac{\pi}{\lambda}\left(\frac{120}{GR_A}\right)^{1/2} \tag{5-10b}$$



图 5-8 源与发射天线的等效电路（源匹配时 $V=2V_1$）

当用式（5-10a）和式（5-10b）进行替代时，式（5-4）所描述的远区电场的常用表达式为：

$$\begin{aligned}E&=\frac{V}{AF\lambda}\times\frac{\pi(120\times 30)^{1/2}}{50}\times\frac{\exp(-\mathrm{j}2\pi\, d/\lambda)}{d}\\&=\frac{Vf}{AF}\times\frac{1}{79.58}\times\frac{\exp(-\mathrm{j}2\pi\, d/\lambda)}{d}\end{aligned}$$

f（$=300/\lambda$）代表单位为 MHz 的频率。

在图 5-7 中，如果在考虑直射波的同时也考虑地面反射波，水平极化天线的远区电场表达式为：

$$E_H=\frac{Vf}{79.58AF}\left\{\frac{\exp(-\mathrm{j}2\pi\, d_1/\lambda)}{d_1}+|\rho_h|\ \frac{\exp(-\mathrm{j}2\pi\, d_2/\lambda)\exp(\mathrm{j}\phi_h)}{d_2}\right\} \tag{5-11}$$

这里，$\rho_h=|\rho_h|e^{j\phi_h}$是地面反射系数。应用式（5-8）中的结果，$E_H$ 的幅度可以表示为：

$$\begin{aligned}|E_H|_{\max}&=\frac{Vf}{79.58AF}\,\frac{\left\{d_2^2+d_1^2|\rho_h|^2+2d_1d_2|\rho_h|\cos\left[\phi_h-\frac{2\pi}{\lambda}(d_2-d_1)\right]\right\}^{1/2}}{d_1d_2}\\&=\frac{1}{79.58\sqrt{49.2}}\times\frac{Vf}{AF}|E_{DH}|_{\max}\end{aligned} \tag{5-12}$$

如在式（5-8）中所强调的那样，式（5-12）所示的$|E_H|_{max}$对应于h_2变化时接收天线进行扫描所获得的最大接收信号。

5.6.2 场地衰减和归一化场地衰减（NSA）

对于给定的反射平面上的收－发天线的隔离和高度以及特定的天线极化方式，场地衰减定义为输入到平衡、匹配、无耗的调谐偶极子辐射天线的功率与类似的平衡、匹配、无耗的调谐偶极子接收天线的输出功率的比值。所以，对于放置在测试场地两端的发射（天线）和接收（天线），场地衰减A由下式给出：

$$A=\frac{V_I}{V_R} \tag{5-13}$$

V_I为信号发生器（发射机）的指示电压，V_R为使用场强计测得的接收电压。值得注意的是：

104

$$V_I=\frac{V}{2}$$

V为50Ω信号发生器的开路电压，并满足下式：

$$A=\frac{V_I}{V_R}=\frac{V}{2V_R}=\frac{VAF_R}{2E} \tag{5-13a}$$

AF_R为接收天线的天线系数。

使用式（5-12）中的水平极化所对应的E代入式（5-13a），则有：

$$A=\frac{79.58AF_RAF_T\sqrt{49.2}}{2fE_{DH\max}}=\frac{279.1AF_RAF_T}{fE_{DH\max}} \tag{5-14}$$

AF_T为发射天线的天线系数。对于垂直极化也能得到同样的表达式（此时用E_{DV}代替E_{DH}）。

若对式（5-14）的两端取对数，则有：

$$A(\mathrm{dB})=48.92+AF_R+AF_T-20\log f-E_{D\max} \tag{5-15}$$

AF_T和AF_R的单位为dB/m，$E_{D\max}$以对数表示，参考值为1μV/m。

归一化场地衰减（NSA）由式（5-16）定义：

$$\mathrm{NSA}=\frac{A}{AF_RAF_T}=\frac{279.1}{fE_{DH\max}} \tag{5-16}$$

或者，以对数形式，由式（5-15）可得：

$$\text{NSA(dB)} = 48.92 - 20\log f - E_{D\max} \quad (5\text{-}17)$$

对于垂直极化的情况，也有类似的定义。表 5-7 到表 5-9 给出了几组不同测试配置和频率下的归一化场地衰减的理论计算值。

表 5-7 考虑常用的宽带天线结构时计算得到的归一化场地衰减值

极化	水平	水平	水平	垂直	垂直	垂直	垂直	垂直	垂直
D (m)	3	10	30	3	10	30	10	30	30
h_1(m)	1	1	1	1	1	1	1.5	1	1.5
h_2(m)	1~4	1~4	2~6	1~4	1~4	2~6	1~4	1~4	1~4
f(MHz)	NSA (dB)								
30	15.8	29.8	47.7	8.2	9.3	16.7	16.8	26.0	26.0
35	13.4	27.1	45.0	6.9	8.0	15.4	15.5	24.7	24.7
40	11.3	24.9	42.7	5.8	7.0	14.2	14.4	23.5	23.5
45	9.4	22.9	40.7	4.9	6.1	13.2	13.4	22.5	22.5
50	7.8	21.1	38.8	4.0	5.4	12.3	12.5	21.6	21.6
60	5.0	18.0	35.7	2.6	4.1	10.7	10.0	20.0	20.0
70	2.8	15.5	33.0	1.5	3.2	9.4	9.6	18.7	18.7
80	0.9	13.3	30.7	0.6	2.6	8.3	8.5	17.5	17.5
90	-0.7	11.4	28.7	-0.1	2.1	7.3	7.6	16.5	16.5
100	-2.0	9.7	26.9	-0.7	1.9	6.4	6.8	15.6	15.6
120	-4.2	7.0	23.8	-1.5	1.3	4.9	5.4	14.0	14.0
125	-4.7	6.4	23.1	-1.6	0.5	4.6	5.1	13.6	13.7
140	-6.0	4.8	21.1	-1.8	-1.5	3.7	4.3	12.7	12.7
150	-6.7	3.9	20.0	-1.8	-2.6	3.1	3.8	12.1	12.1
160	-7.4	3.1	18.9	-1.7	-3.7	2.6	3.4	11.5	11.6
175	-8.3	2.0	17.4	-1.4	-4.9	2.0	3.1	10.8	10.8
180	-8.6	1.7	16.9	-1.3	-5.3	1.8	2.7	10.5	10.6
200	-9.6	0.6	15.2	-3.6	-6.7	1.0	2.1	9.6	9.7
250	-11.7	-1.6	11.6	-7.7	-9.1	-0.5	0.3	7.7	7.9
300	-12.8	-3.3	8.7	-10.5	-10.6	-1.5	-1.9	6.2	6.4
400	-14.8	-5.9	3.5	-14.0	-12.6	-4.1	-5.0	3.9	4.3
500	-17.3	-7.9	1.8	-16.4	-15.1	-6.7	-7.2	2.1	2.8
600	-19.1	-9.5	0.0	-16.3	-16.9	-8.7	-8.9	0.8	1.8
700	-20.6	-10.8	-1.3	-18.4	-18.4	-10.2	-10.3	-0.3	-0.8
800	-21.3	-12.0	-2.5	-20.0	-19.3	-11.5	-11.6	-1.1	-2.2
900	-22.5	-12.8	-3.5	-21.3	-20.4	-12.6	-12.6	-1.7	-3.3
1000	-23.5	-13.8	-4.5	-22.4	-21.4	-13.6	-13.6	-3.6	-4.3

注：摘自参考文献 [1]。

表 5-8　使用水平极化的可调偶极子天线时的归一化场地衰减

D（m）		10	
h_1(m)	3	2	30
h_2(m)	2	1～4	2
f(MHz)	1～4	NSA（dB）	2～6
30	11.0	24.1	41.7
35	8.8	21.6	39.1
40	7.0	19.4	36.8
45	5.5	17.5	34.7
50	4.2	15.9	32.9
60	2.2	13.1	29.8
70	0.6	10.9	27.2
80	-0.7	9.2	24.9
90	-1.8	7.8	23.0
100	-2.8	6.7	21.2
120	-4.4	5.0	18.2
125	-4.7	4.6	17.6
140	-5.8	3.5	15.8
150	-6.3	2.9	14.7
160	-6.7	2.3	13.8
175	-6.9	1.5	12.4
180	-7.2	1.2	12.0
200	-8.4	0.3	10.6
250	-10.6	-1.7	7.8
300	-12.3	-3.3	6.1
400	-14.9	-5.8	3.5
500	-16.7	-7.6	1.6
600	-18.3	-9.3	0.0
700	-19.7	-10.6	-1.4
800	-20.8	-11.8	-2.5
900	-21.8	-12.9	-3.5
1000	-22.7	-13.8	-4.5

注：摘自参考文献［1］。

表 5-9　使用垂直极化的可调偶极子天线时的归一化场地衰减，发射天线高度为 2.75m

D（m）	3	3	10	10	30	30
f(MHz)	h_2(m)	NSA(dB)	h_2(m)	NSA(dB)	h_2(m)	NSA(dB)
30	2.75～4	12.4	2.75～4	18.8	2.75～4	26.3
35	2.39～4	11.3	2.39～4	17.4	2.39～4	24.9
40	2.13～4	10.4	2.13～4	16.2	2.13～4	23.8
45	1.92～4	9.5	1.92～4	15.1	1.92～4	22.7
50	1.75～4	8.4	1.75～4	14.2	1.75～4	21.8

（续）

D (m) / f(MHz)	3 h_2(m)	3 NSA(dB)	10 h_2(m)	10 NSA(dB)	30 h_2(m)	30 NSA(dB)
60	1.50～4	6.3	1.50～4	12.6	1.50～4	20.2
70	1.32～4	4.4	1.32～4	11.3	1.32～4	18.9
80	1.19～4	2.8	1.19～4	10.2	1.19～4	17.7
90	1.08～4	1.5	1.08～4	9.2	1.08～4	16.7
100	1～4	0.6	1～4	8.4	1～4	15.8
120	1～4	-0.7	1～4	7.5	1～4	14.3
125	1～4	-0.9	1～4	7.3	1～4	14.0
140	1～4	-1.5	1～4	5.5	1～4	13.0
150	1～4	-2.0	1～4	4.7	1～4	12.5
160	1～4	-3.1	1～4	3.9	1～4	12.0
175	1～4	-4.1	1～4	3.0	1～4	11.3
180	1～4	-4.5	1～4	2.7	1～4	11.1
200	1～4	-5.4	1～4	1.6	1～4	10.3
250	1～4	-7.0	1～4	-0.6	1～4	8.7
300	1～4	-8.9	1～4	-2.3	1～4	7.6
400	1～4	-11.4	1～4	-4.9	1～4	3.9
500	1～4	-13.4	1～4	-6.9	1～4	1.8
600	1～4	-14.9	1～4	-8.4	1～4	0.2
700	1～4	-16.3	1～4	-9.7	1～4	-1.2
800	1～4	-17.4	1～4	-10.9	1～4	-2.4
900	1～4	-18.5	1～4	-12.0	1～4	-3.4
1000	1～4	-19.4	1～4	-13.0	1～4	-4.3

注：摘自参考文献［1］。

5.7 测试场地非理想性的测量

式（5-17）或表5-7到表5-9给出的结果显示了一个理想测试场地的性能。测试场地的非理想性引起的实际场地衰减值与理论计算的结果是有区别的。实际的场地衰减 A_{site} 可以通过图5-9所示的测试框图来进行测量，从而有：

$$A_{site}=\{V_{R\,direct}-V_{I\,direct}\}-\{V_{R\,site}-V_{I\,site}\} \tag{5-18}$$

$V_{R\,direct}$ 是将两个电缆端口 C_1 和 C_2 直接相连测得的电压 V_R，此时发射机的输出电压为 $V_{I\,direct}$。$V_{R\,site}$ 为使用两个天线测量得到的电压 V_R，此时接收天线的高度 h_2 保证其能接收到最大的 V_R 值，相应的发射机输出电压为 $V_{I\,site}$。

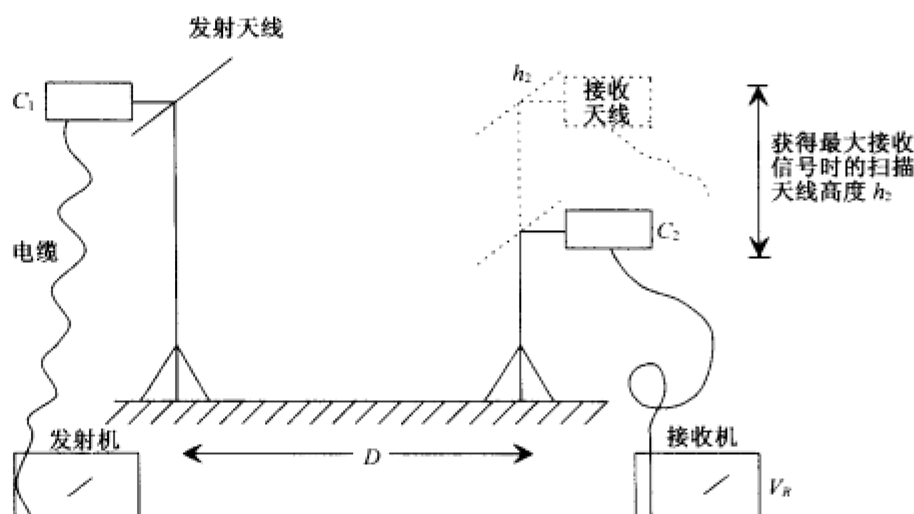


图 5-9　场地衰减测试的框图（对于 $D=3\text{m}$ 或 10m，h_2 在 1～4m 间扫描；对于 $D=30\text{m}$，h_2 在 2～6m 间扫描）

实际上，$V_{1\ \text{direct}}$ 和 $V_{1\ \text{site}}$ 能够调整到相同的水平，此时有：

$$A_{\text{site}} = V_{R\ \text{direct}} - V_{R\ \text{site}} \tag{5-18a}$$

测试场地的归一化场地衰减就变为：

$$NSA_{\text{test site}} = V_{R\ \text{direct}} - V_{R\ \text{site}} - AF_T - AF_R \tag{5-19}$$

AF_T 和 AF_R 分别为发射天线和接收天线的天线系数。

当发射天线和接收天线之间没有直接互耦存在时，式（5-18）和式（5-19）是成立的，反之，则要从式（5-18）和式（5-19）中减去一个互阻抗校正系数。互阻抗校正系数的准确分析和精确计算是很复杂的，同时还要受一些前提条件的限制。然而，如果在测试场地内放置了两个间距为 3m 的可调的谐振偶极子天线，我们就可以得到其近似的互阻抗校正系数，如表 5-10 所示。这些近似值取自 ANSI 63.4-1992[1]。当两个天线都调整为半波偶极子天线时，就要从式（5-18）和式（5-19）中减去表 5-10 中所示的 ΔAF 值。如果两个天线中只有一个为可调半波偶极子天线时，那么就减去 ΔAF 值的一半。根据 ANSI 63.4-1992[1]，对于 10m 和 30m 的测试场地，以及测试频率大于 180MHz 的 3m 测试场地，当使用宽带天线时互阻抗校正系数可以认为是零。

为保证数据的准确性，必须确保式（5-19）中的天线系数是非常精确的，并能够追溯到国家标准。

表 5-10 使用两个间距为 3m($D=3$)的可调谐振偶极子天线的测试场地的互阻抗校正系数

f(MHz)	水平极化 $h_1=3$m h_2 在 1~4m 间扫描	垂直极化 $h_1=2.75$m h_2 见表 5-9
	ΔAF	
30	3.1	2.9
35	4.0	2.6
40	4.1	2.1
45	3.3	1.6
50	2.8	1.5
60	1.0	2.0
70	-0.4	1.5
80	-1.0	0.9
90	-1.0	0.7
100	-1.2	0.1
120	-0.4	-0.2
125	-0.2	-0.2
140	-0.1	0.2
150	-0.9	0.4
160	-1.5	0.5
175	-1.8	-0.2
180	-1.0	-0.4

注：摘自参考文献 [1]。

105~108

从式（5-17）中所得到的理论值和从式（5-19）中所得到的实测值的差异（相同或不同）反映了测试场地的固有缺陷，美国国家标准（ANSI C 63.4）推荐这个差异应该在 ±4dB 以内，另外，场地本身对这个差异的贡献通常不能超过 1dB，其余的 3dB 则主要来自测试仪器误差和测试误差。

测试场地举例

图 5-10 显示了一种典型的开阔试验场地，其地面为混凝土结构的平面，并铺有金属丝网以提高导电性，网格的尺寸为 0.25in 或 0.5in。开阔试验场地所使用的测试仪器和电源（为 EUT 等设备供电）放置在临近的实验室内，其与发射天线和/或接收天线的互连电缆都经过地沟铺设。

图 5-11 为对一种典型的开阔试验场地测试所得的数据，发射天线和接收天线的间距分别为 3m 和 10m。这个试验场地是符合 ANSI C 63.4-1992 所规定的辐射测试场地标准的，在这个场地中所进行的测试也都符合 FCC 要求中的第 15 部分和第 18 部分的规定（参见第 15 章）。图 5-11 给出了 NSA 的理论值和实测值之间的差异，理论值取自表 5-8 和表 5-9，实测值则是基于 V_{site} 和 V_{direct} 的测量值以及所使用的发射天线和接收天线的天线系数，如有必要，还要用到表 5-10 中的互阻抗校正系数。

109

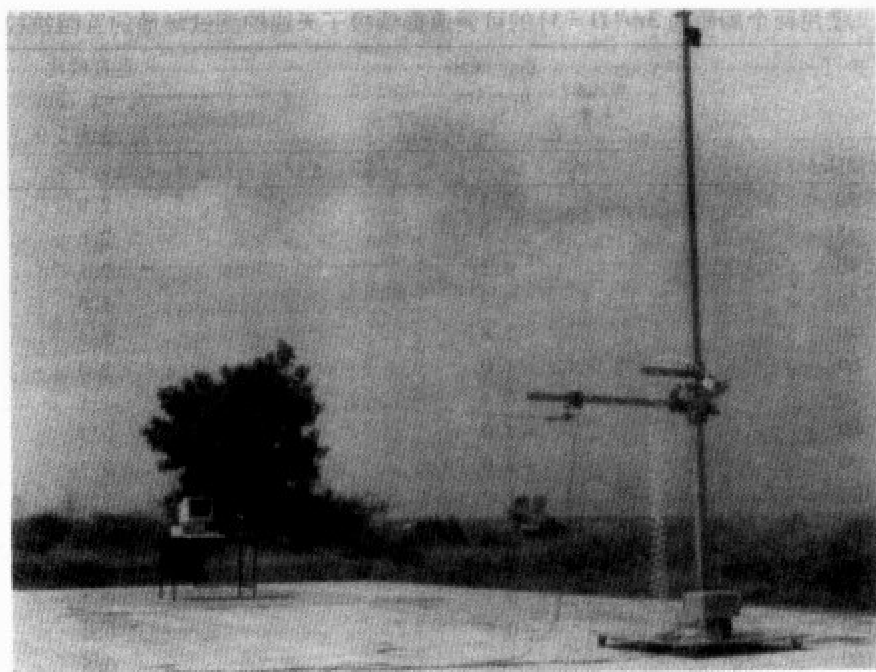


图 5-10 一种典型的开阔试验场地（该图片经 SAMEER 电磁中心授权使用）

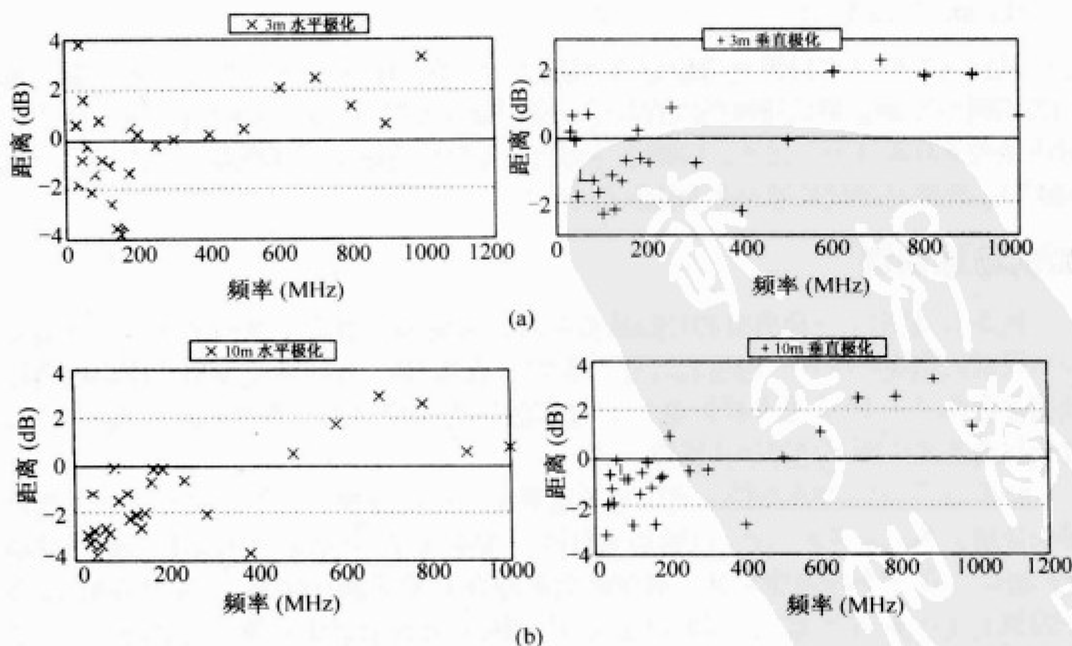


图 5-11 收-发天线间距分别为（a）3m 和（b）10m 时的场地衰减数据

5.8 天线系数测量

若测试仪器最终测得的天线系数为电场强度，则单位为 V/m，若为磁场强度，则单位为 A/m。天线系数包括了天线的有效长度、失配和传输线损耗的影响[8]。虽然天线制造商和供应商通常会提供相应的天线系数，但是这个值在所有我们感兴趣的频率上并不总是有效的，其精度也不一定能满足所有的要求[6,10]。要测量天线系数，有一些实际的方法可供选择，其中有一种方法是不需要使用标准天线或经过精确校准的天线的，它就是标准场地法[7]。

5.8.1 标准场地法

在选取了一个合适的天线试验场地之后（见 5.7 节），这一方法还需要 3 个天线来实现天线系数的测量。每次取其中的两个天线进行场地衰减的测试，且每次的测试配置（h_1、h_2 和 D）都是相同的，如图 5-12 所示。

根据式（5-15）有：

$$A = 48.92 + AF_R + AF_T - 20\log f - E_{D\max} \qquad (5\text{-}20)$$

其中 AF_R、AF_T、A 和 $E_{D\max}$ 的单位都为 dB，频率 f 的单位为 MHz。

对于图 5-12 所示的三种测试配置，有：

$$AF_3 + AF_2 = A_1 - 48.92 + 20\log f + E_{DH\max} \qquad (5\text{-}21a)$$

$$AF_1 + AF_3 = A_2 - 48.92 + 20\log f + E_{DH\max} \qquad (5\text{-}21b)$$

$$AF_2 + AF_1 = A_3 - 48.92 + 20\log f + E_{DH\max} \qquad (5\text{-}21c)$$

其中 AF_1、AF_2 和 AF_3 为三个天线的天线系数，A_1、A_2 和 A_3 为三种测试配置下测得的场地衰减。

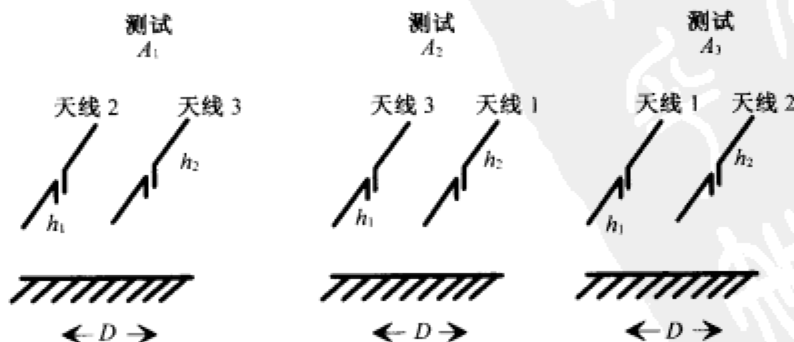


图 5-12 天线系数测量原理

由式（5-21a）至式（5-21c）可知 AF_1、AF_2 和 AF_3 的值是可以计算出来的，从而：

$$AF_1 = \frac{1}{2}(A_2 + A_3 - A_1) - 24.46 + 10\log f + \frac{1}{2}E_{DH\max} \tag{5-22a}$$

$$AF_2 = \frac{1}{2}(A_3 + A_1 - A_2) - 24.46 + 10\log f + \frac{1}{2}E_{DH\max} \tag{5-22b}$$

$$AF_3 = \frac{1}{2}(A_1 + A_2 - A_3) - 24.46 + 10\log f + \frac{1}{2}E_{DH\max} \tag{5-22c}$$

5.8.2 注意事项

5.6 节中所使用的测量场地衰减的天线，必须是在其他试验场地中使用此方法校准过的，这一点是非常重要的，因为它能保证在天线系数的测量过程中，试验场地的非理想性和误差都是独立存在的，不会互相混淆。

5.9 测试误差

开阔试验场地的测试误差（或理论结果与实际测试值之间的不一致）主要来自场地的非理想性、天线特性的误差、受试设备和发射/接收天线间电磁能量的直接耦合以及测试仪器的校准误差和测量误差。理论结果都是基于无限大的自由空间和理想的导电地面的，然而实际上这些理想情况是几乎不可能出现的。另外，受试设备和发射/接收天线的间距（尤其是 3m 和 10m）会导致一定程度的直接互耦合（不管有多小），其效果很少被全面和精确地给出。距天线一定距离处的地面也会影响天线的理论输入阻抗和理论天线系数。实际测试中，由于辐射发射和辐射敏感度测试都会涉及处于大部分测试设备门限值的弱信号，所以测试仪器的校准误差和测试误差也是一个重要的误差源。在使用开阔试验场地进行 RE/RS 测试时，必须对以上的误差源进行全面的考虑。

5.10 小结

开阔试验场地（OATS）测试是一种国际上普遍采用的辐射发射测试标准，不像在第 6 章中所描述的实验室测试技术，开阔试验场地本身没有频率的限值。然而，一般不大可能利用开阔试验场地进行辐射敏感度的测试，因为测试信号的产生有可能会干扰到现有的无线广播电台或通信服务，或者影响到频谱划分（见第 12 章）。

使用其他方法（第 6 章中所述）进行测试时经常要使用开阔试验场地中得到的

标准测试结果进行验证，同时，开阔试验场地的选取和试验准备也有一些细节需要注意。试验场地地面的特性，包括表面粗糙度的物理限制及其导电性，都是重要的方面。另外，开阔试验场地附近的外部电磁噪声环境要比 RE 或 RS 测试的信号电平低几个 dB。测试中所使用的天线必须在另一个高性能的开阔试验场地中经过精确的校准。为了减小或限制测试仪器带来的误差，必须对测试仪器进行周期性的校准。

理想的开阔试验场地是一个无限大的理想导电平面，没有背景噪声，也不存在间接的耦合路径，另外，它还需要经过精确校准的天线和无误差的测试设备。开阔试验场地需要一个较大的无障碍物的区域，这也会增加建设成本，同时开阔试验场地还需要针对复杂天气的防护措施。所以，通常来说开阔试验场地是一种成本较高的测试设施，只有在需要标准的测试场地进行测试时才会去使用它。

5.11 实例

例 1

有一个表面粗糙度为 b 的地面，如图 5-13 所示，有两路射线入射到地面上，经过反射后其与地面的夹角为 β，计算两路射线的路径差和相位差。

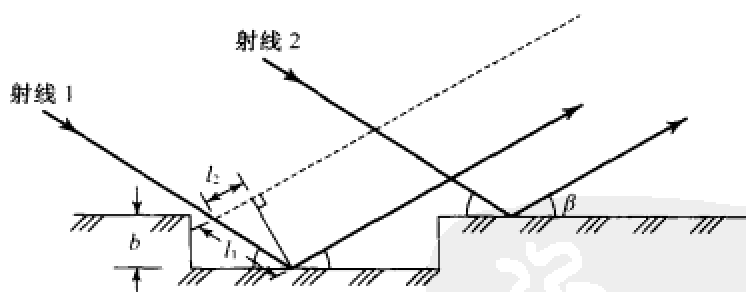


图 5-13 粗糙地面上射线的反射

解

在图 5-13 中我们注意到：

$$\sin\beta = \frac{b}{l_1} \quad 或 \quad l_1 = \frac{b}{\sin\beta} \tag{5-23}$$

同时

$$\cos 2\beta = \frac{l_2}{l_1} \quad 或 \quad l_2 = l_1\cos 2\beta$$

将式（5-23）中的 l_1 代入上式，得到：

$$l_2 = \frac{b}{\sin\beta} \times \cos 2\beta \tag{5-24}$$

路径差

$$= \Delta l = l_1 - l_2$$

113

$$= \frac{b}{\sin\beta}(1 - \cos 2\beta) = 2b\ \sin\beta \tag{5-25}$$

相位差

$$= \Delta\phi = \frac{2\pi}{\lambda} \times \Delta l = \frac{4\pi b}{\lambda}\sin\beta \tag{5-26}$$

瑞利准则规定了相位差为 $\Delta\phi = \pi/2$ 时表面粗糙度 b 的限值。如果表面的粗糙度 b 低于这个限值，我们就认为这个表面是平整的。从式（5-26）我们可以得到这个限值，即：

$$\frac{\pi}{2} = \frac{4\pi b}{\lambda}\sin\beta$$

或

$$b = \frac{\lambda}{8\ \sin\beta}$$

根据瑞利准则，满足以下 b 值的表面会被认为是粗糙的：

$$b > \frac{\lambda}{8\ \sin\beta}$$

例 2

在一个特定的开阔试验场地中，发射天线和接收天线的天线系数分别为 27.2dB 和 27.1dB，测得的最大接收电压（最佳天线高度下）为 23.7mV。如果将两个电缆末端直接连接（不使用天线）所测得的电压（发射电压幅度不变）为 341mV，计算场地衰减和归一化场地衰减。

解

假设发射天线和接收天线之间的互阻抗产生的耦合效果可以忽略。根据式（5-18）或式（5-18a），两个测得的电压 341mV 和 23.7mV 分别用 dB 表示，有：

$$A_{site} = (V_{direct}) - (V_{site}) = 23.16\text{dB}$$

根据式（5-19）来计算 NSA：

$$\text{NSA} = 23.16 - 27.2 - 27.1 = -31.14\text{dB}$$

参考文献

1. *IEEE Standards Collection-Electromagnetic Compatibility*, New York: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 1992.
2. B. Weinschel, private communication.
3. A. A. Smith, R. F. Germen, and J. B. Pate, "Calculation of site attenuation from antenna factors," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-24, pp. 301 – 316, Aug. 1982.
4. K. Fukuzawa, M. Tada, and T. Yoshikawa, "A new method of calculating 3-meter site attenuation," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-24, pp. 389 – 397, Nov. 1982.
5. R. G. Fitzgerrell, "Site attenuation," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-28, p. 38, Feb. 1986.
6. L. Farber, "Experience in applying the new ANSI normalized site attenuation recommendations," in *Proc. IEEE International Symp EMC*, pp. 268 – 273, 1988.
7. A. A. Smith, "Standard site method for determining antenna factors," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-24, pp. 316 – 322, Aug. 1982.
8. W. S. Bennett, "Properly applied antenna factors," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-28, pp. 2 – 6, Feb. 1986.
9. W. S. Bennett, "Corrections to properly applied antenna factors," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-29, p. 79, Feb. 1987.
10. C. E. Brench, "Antenna factor anomalies and their effects on EMC measurements," in *Proc. IEEE International Symp EMC*, pp. 342 – 346, 1987.

114

习题

1. 选择题

（1）距离辐射功率为 10W 的半波偶极子天线 500m 处的场强为：

A. 34.6mV/m

B. $34.6 \times \sqrt{1.64}$mV/m

C. $\frac{34.6}{\sqrt{1.64}}$mV/m

D. 以上答案均不是

（2）天线系数是：

A. 天线的增益

B. 天线放置处的场强和与天线连接的负载上的输出电压之间的一个关系量

C. 与距离无关的一个参数

D. B 和 C

（3）在开阔试验场地中，测试场地的非理想性完全由以下来表征：

A. 场地衰减

B. 归一化场地衰减

C. 归一化场地衰减的理论值和实测值之间的偏差

D. A、B 和 C

（4）在开阔试验场地中，测试波长为 λ 时所允许的最大地形粗糙度为：

A. 由瑞利准则确定

B. λ/8

C. λ/6

（5）对于图 5-6 所示的测试配置，瑞利准则为：

A. $b=\frac{\lambda}{8}\left[1+\left(\frac{D}{h_1+h_2}\right)^2\right]^{1/2}$

B. $b=\frac{\lambda}{8}\left[\frac{(h_1+h_2)^2}{(h_1+h_2)^2+D^2}\right]^{1/2}$

2. 在图 5-A1 所示的开阔测试场地中，发射天线为垂直极化，距地面高度为 h_1，在与发射天线的距离为 D，高度为 h_2 时测得的接收电场强度最大。发射天线的辐射功率为 1pW，增益为 1.64，证明在距离发射天线为 D 处的电场强度可由式（5-9）给出（提示：电短偶极子天线的方向图随 $\sin\theta$ 变化，这种近似的结果也适用于 1000MHz 以下的场地衰减测试中所使用的 EMC 天线[3]）。

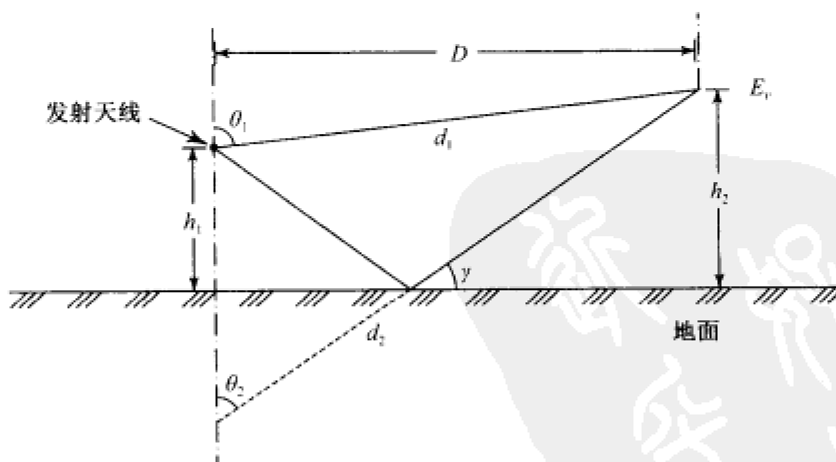


图 5-A1

3. 解释场地衰减和归一化场地衰减的定义，并指出所有影响（1）场地衰减和（2）归一化场地衰减的因素。

115

4. 计算下列条件下的场地衰减和归一化场地衰减：

（1）$D=3$m，垂直极化，测试频率为 50MHz

$AF_{TX}=2.3$dB，　　　$AF_{RX}=2.4$dB

$V_{direct} = 112.17\text{dB}\mu\text{V}$，　$V_{site} = 96.45\text{dB}\mu\text{V}$

（2）$D = 3\text{m}$，水平极化，测试频率为 300MHz

$AF_{TX} = AF_{RX} = 17.9\text{dB}$

$V_{direct} = 101.82\text{dB}\mu\text{V}$，　$V_{site} = 78.36\text{dB}\mu\text{V}$

（3）$D = 10\text{m}$，水平极化，测试频率为 800MHz

$AF_{TX} = 27.2\text{dB}$，　$AF_{RX} = 27.1\text{dB}$

$V_{direct} = 96.94\text{dB}\mu\text{V}$，　$V_{site} = 57.08\text{dB}\mu\text{V}$

（4）$D = 10\text{m}$，垂直极化，测试频率为 90MHz

$AF_{TX} = AF_{RX} = 7.4\text{dB}$

$V_{direct} = 341\text{mV}$，　$V_{site} = 23.7\text{mV}$

（5）$D = 3\text{m}$，水平极化，测试频率为 150MHz

$AF_{TX} = AF_{RX} = 11.9\text{dB}$

$V_{direct} = 95.1\text{mV}$，　$V_{site} = 9.07\text{mV}$

5. 证明上题中计算得到的归一化场地衰减的结果（根据测试得到的）与对应的理论值之间的偏差与如下所列的一致。

（1）-1.12dB　　（2）$+0.04\text{dB}$

（3）$+2.59\text{dB}$　　（4）-0.84dB

（5）-3.81dB

6. 5.8.1 节给出了一种能够精确测量不同类型天线的天线系数的方法

（1）试证明如果两个天线是相同的，它们的天线系数 AF 能够通过一次场地衰减测试来得到，其中场地衰减的实测值为 A，所使用的公式如下：

$$AF = 10\log f - 24.46 + \frac{1}{2}[E_D^{max} + A]$$

（2）试证明如果两个天线并非完全相同，那么所得到的天线系数为两个天线的天线系数的平均值。

116

第6章　辐射干扰测试

6.1　引言

第5章描述了开阔试验场地的测试方法，虽然开阔试验场地是一种国际上普遍接受的测试设施，也是一种标准的辐射发射和辐射敏感度测试方法，但使用起来并不总是方便或可行。所以，近些年来陆续开发出了一些新的测试设施和测试方法，以确保能够在实验室内进行辐射发射和辐射敏感度测试。本章描述了几种这样的实验室及其对应的测试方法，主要为以下四种。

- 微波暗室。
- 横电磁波小室。
- 混响室。
- G-TEM 小室。

这些实验室的优点和局限也在本章中进行了简要描述。

6.2　暗室

6.2.1　暗室

电磁干扰/电磁兼容（EMI/EMC）测试的最常用的实验室方法就是使用微波暗室[1,2]。微波暗室是一种室内测试设施，对外部电磁环境具有较高的隔离度，通常要超过100dB。所以，微波暗室尤其适合涉及微弱信号的高灵敏度测试。然而，微波暗室的建造成本会随着暗室尺寸的增加而快速上升，所以通常微波暗室的尺寸都相对较小。典型的暗室尺寸为10.8m×7.2m×5.2m，暗室中受试设备（EUT）的尺寸也相对较小，通常小于0.5m。

图6-1为微波暗室的示意图，其由金属墙面所屏蔽的场地构成，暗室的内壁（墙面、天花板和地板）都安装了吸波材料，吸波材料通常为金字塔形状的浸碳聚氨酯泡沫体，如图6-2所示。由于吸波材料的特性，暗室的内壁能够在高频时提供较大的功率吸收能力，低频时则较小。另外，对于小于200MHz左右的频率，有效测试区域的尺寸与测试频率所对应的波长可比。所以，使用微波暗室进行EMI/EMC测试时的

117
118

测试频率限制在大约200MHz以上。微波暗室通常有一个门以方便EUT、天线和其他测试所用附件进入、安装和移出。门的设计也较为细致，它的四周都有牢固的金属弹性触点以使暗室内外的电磁环境能够较好的隔离。类似地，任何电缆、连接器或电源线都是通过特殊的面板引入暗室内以提高隔离度。射频信号电缆和电源线的连接面板是分开的。在门或其他特殊面板的生产和安装过程中，如果对其质量、标准或一些注意事项稍有松懈，就有可能降低暗室内外电磁环境的隔离度。

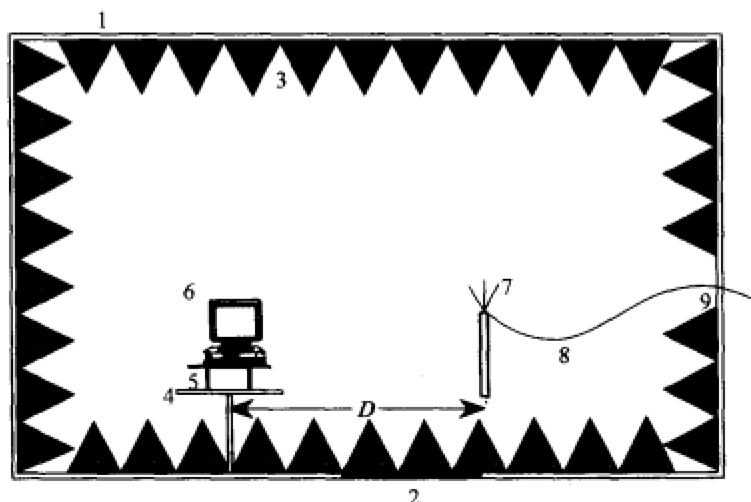


图6-1 微波暗室的具体结构

1. 金属墙面；2. 门；3. 吸波材料；4. 水平转台；5. 木桌（高度可调）；
6. 受试设备；7. 天线；8. 测试仪器的连接电缆；9. 特殊的连接器面板

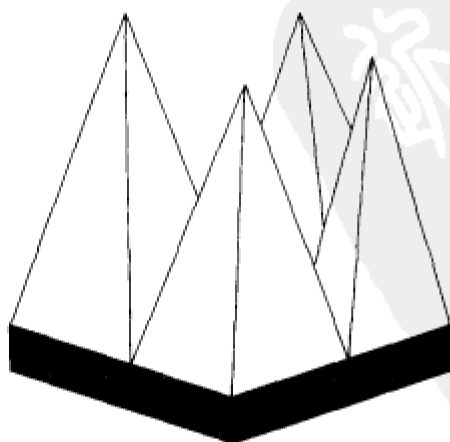


图6-2 浸碳泡沫锥

对于一些复杂的测试配置，暗室的地板上有一个轨道，其上安装着木质平台。受试设备可以放在这个木质平台上，另外，通过电气或机械的控制来对这个平台进行精确的移动和定位。

图6-3显示了暗室的内部结构，此时受试设备是放在木质平台上的，工作人员正在安装一个测试天线。

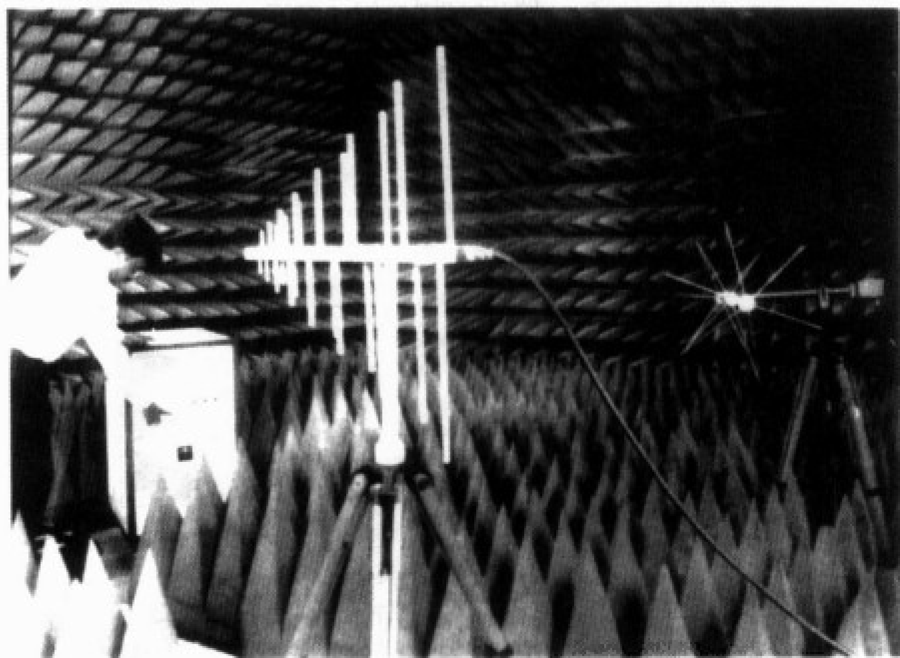


图6-3 微波暗室的内部布置照片（照片经SAMEER电磁中心授权使用）

6.2.1.1 屏蔽室和法拉第笼。屏蔽室和法拉第笼是两种成本较低的微波暗室的替代设施。屏蔽室的墙壁是由金属板构成的，并且板和板之间的连接部分都使用牢固的金属弹性接触方式，这样可以防止射频能量泄漏，屏蔽室的内部没有安装吸波材料。法拉第笼则通常使用金属网来替代金属板。这两种结构的实验室的内外电磁环境隔离度都比微波暗室差，此外，其内部墙壁的反射作用也会影响测试。

119

6.2.2 使用暗室进行测试

6.2.2.1 辐射发射测试。图6-4是一个测试受试设备的辐射发射（RE）的示意图。测试仪器放在与暗室紧挨的屏蔽室中，虽然并不总是有必要将测试设备放在屏蔽室内，但这种做法还是有优势的，尤其是需要进行微弱信号测试的时候。受试设备由从木质转台附近的暗室地板接入的单独电源电缆来供电。测试距离 D 通常为

1m、3m 或 10m。天线的输出经过特殊的面板，并通过原地精确校准过的电缆接至测试辐射发射的接收机。作为一个例子，图 6-5 显示了一个汽车风挡刮水器马达的辐射发射测试结果。在图 6-4 所示的辐射发射测试示意图中，可以将受试设备放在转台上，然后水平转动转台，完成 360°的测试。

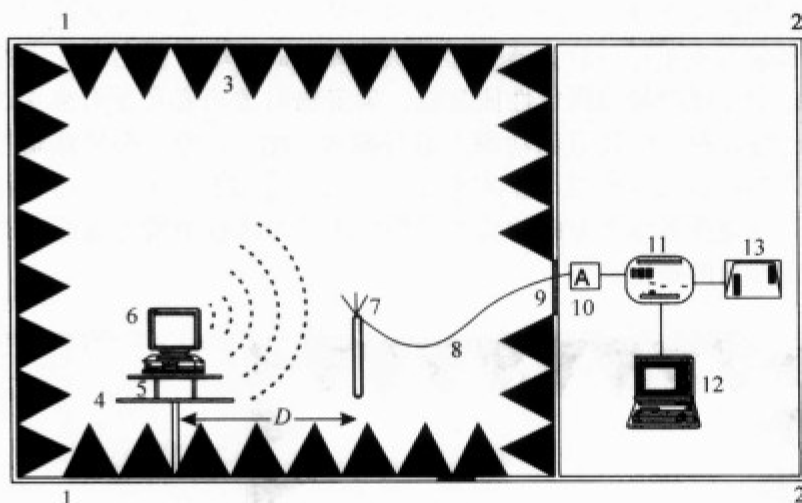


图 6-4 受试设备的辐射发射测试示意图

1. 屏蔽暗室；2. 放置测试设备的屏蔽室；3. 吸波材料；4. 方位角转台；5. 木桌（选用）；6. 受试设备；7. EMI 接收天线；8. 经过校准的射频电缆；9. 特殊的连接器面板；10. 高动态范围放大器；11. EMI 仪表；12. 电磁干扰仪表和绘图仪的控制设备；13. 绘图仪

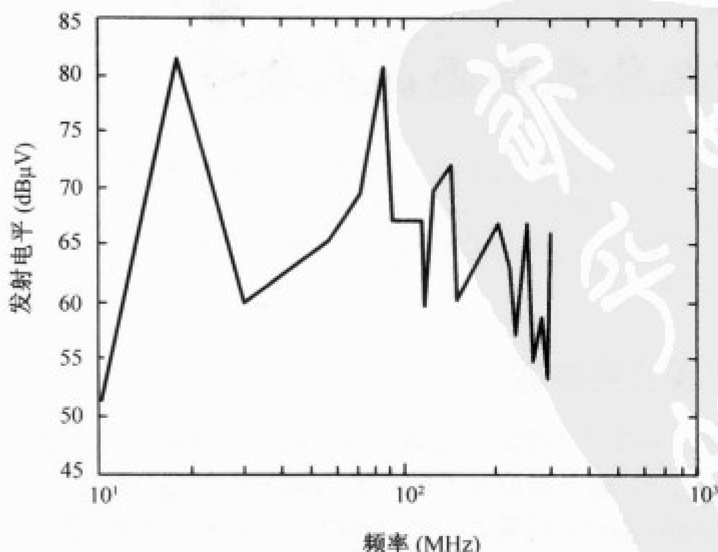


图 6-5 汽车风挡刮水器马达的辐射发射测试结果

6.2.2.2 辐射敏感度测试。图6-6为测试受试设备辐射敏感度（RS）的示意图。在这个测试配置中，并不总是有必要将发射机（比如信号发生器和放大器）放在一个屏蔽室内，通常在对一些特殊设备进行超低功率的敏感度测试时才有必要这样做。然而，在大部分实验室中，辐射发射和辐射敏感度测试都在同一个暗室内进行，此时放置测试设备的屏蔽室作为整个暗室的一部分。在实际测试中，天线辐射的功率（比如信号发生器—放大器一起提供给天线的功率）要达到一个特定的测试电平，同时观察受试设备的指定性能参数，确定辐射敏感度是否引起受试设备发生故障。通常有必要在一些频点和功率上重复测试，此外，也有必要在暗室内的转台上改变受试设备的方向（在三个正交平面上）来重复测试，所以，尽管图6-6所示的转台实现了受试设备水平方向的转动，我们还可以给这个转台安装一个附件来实现受试设备俯仰角的变化。

120

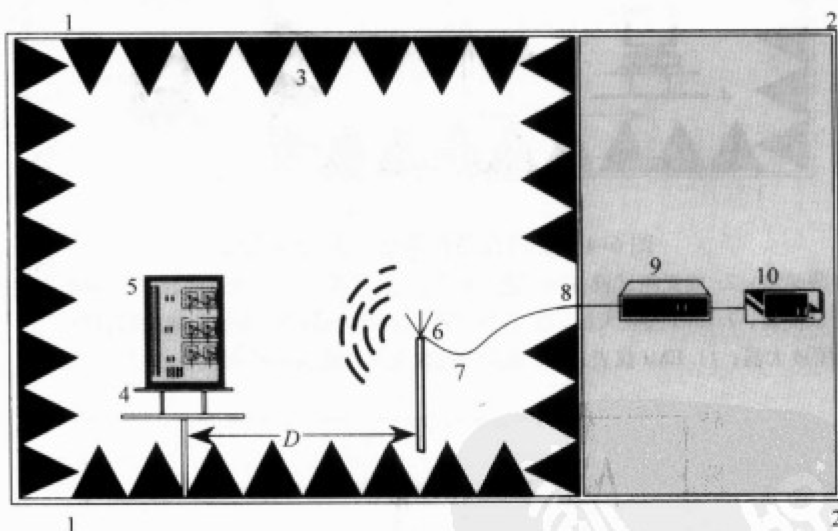


图6-6 受试设备的辐射敏感度测试示意图

1. 屏蔽暗室；2. 放置测试设备的屏蔽室；3. 吸波材料；4. 方位角转台；5. 受试设备；6. 射频发射天线；7. 经过校准的射频电缆；8. 特殊的连接器面板；9. 射频功率放大器；10. 射频信号发生器

121

6.2.3 测试误差的来源

为了在使用微波暗室进行辐射发射和辐射敏感度测试时得到精确的结果，有两个方面需要特别注意，就是暗室的性能（比如暗室内壁的反射水平）和暗室中天线附近的电磁场与接收机或发射机放大器处测得的电压或功率之间关系的精确度。

6.2.3.1 暗室性能。理想的暗室能够在受试设备和接收/发射天线之间提供一个

真实的自由空间环境。来自暗室墙壁（侧面墙壁、天花板和地板）的任何反射都会破坏辐射发射测试时的受试设备的场方向图，因为暗室中任一点的场强都是受试设备辐射的电磁场和暗室墙壁反射的电磁场的矢量和。

类似地，在对受试设备进行辐射敏感度测试时，受试设备所在位置的电磁场是发射天线产生的电磁场和暗室墙壁反射的电磁场的矢量和。

当暗室内没有反射时，就相当于一种模拟的自由空间环境，假定增益为 G_{TX} 的发射天线发射的功率为 P_{TX}，增益为 G_{RX} 的接收天线接收的功率 P_{RX} 由式(6-1)给出：

$$P_{RX}=P_{TX}G_{TX}G_{RX}\left(\frac{75}{\pi Df}\right)^2 \tag{6-1}$$

其中，f 为测试频率，单位为 MHz，D 为发射天线和接收天线之间的距离。所以，对于一对给定的天线和一个特定的测试频率，有：

$$\frac{P_{RX}}{P_{TX}}\propto\frac{1}{D^2} \tag{6-2}$$

作为 D 的系数，P_{RX}/P_{TX} 可以在暗室中使用一对发射和接收天线认真测量得到。发射机为发射天线馈电，接收天线连接到接收机。如果式（6-2）给出的理想 $1/D^2$ 比例关系发生了偏离，那是因为在暗室中存在着测试的非理想性和反射。作为一个例子，图 6-7 显示了美国国家标准技术研究院（NIST）的暗室测试结果，测试曲线和理论曲线在天线间距为 1m 时是吻合的。

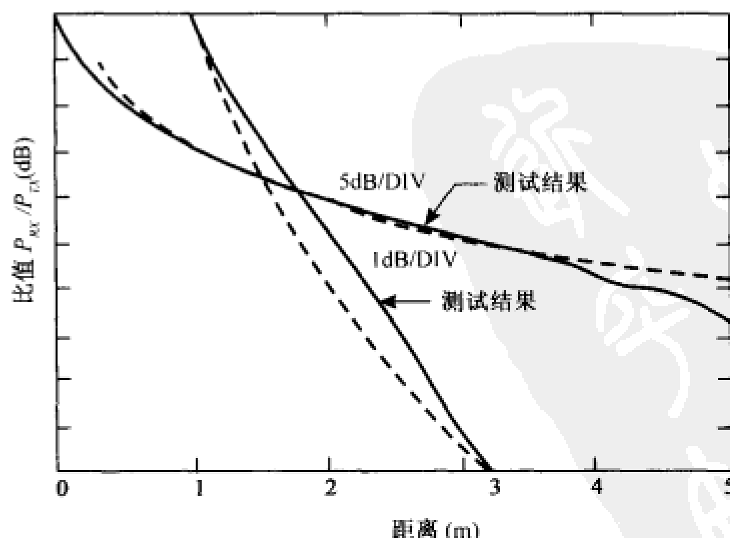


图 6-7 比值 P_{RX}/P_{TX} 随距离 D 的变化规律（虚线所示曲线为理论上 $1/D^2$ 的变化规律）

注：摘自参考文献[2]。

对于这个暗室，在175MHz和18GHz之间取20个频点进行反射误差的测量，测量结果如表6-1所示。反射误差在229MHz的低频所对应的－0.6dB～＋0.5dB和18GHz的高频所对应的±0.04dB间变化。来自暗室墙面、天花板和地板的反射在低频时更为显著。在这项研究中，表6-1列出了NIST所使用的一些商用设备、仪器或材料以充分的说明试验的过程和细节，同样也可以使用类似的设备或仪器。

122

表6-1　距离 *D* 在1m到3m之间时暗室的反射误差

频率（MHz）	发射天线	偶极子探头长度（cm）或终端开口波导尺寸	误差范围（dB）
	终端开口波导		
		偶极子	
175	WR 3600	30	−0.6，+0.1
229	WR 3600	30	−0.6，+0.5
301	WR 3600	30	−0.5，+0.2
394	WR 2100	15	−0.4，+0.2
517	WR 2100	15	−0.3，+0.2
	波导喇叭		
517	SA 12-0.5	15	−0.3，+0.1
677	SA 12-0.5	15	−0.3，+0.1
888	SA 12-0.75	15	−0.2，+0.1
1164	NARDA 646	10	−0.2，+0.2
1527	NARDA 646	10	−0.2，+0.0
2000	NARDA 645	10	±0.1
2450	NARDA 645	3.3	±0.1
3950	MICROLAB S638A	3.3	±0.1
		终端开口波导	
4000	MICROLAB H638A	WR 187	±0.04
5000	MICROLAB H638A	WR 187	±0.12
6100	SA 12-5.8	WR 137	±0.04
7600	SA 12-5.8	WR 137	±0.04
9400	DBG-520-20	WR 90	±0.05
11700	DBG-520-20	WR 90	±0.04
14500	SA 12-12	WR 62	±0.04
18000	SA 12-12	WR 62	±0.04

123

注：摘自参考文献［2］。

6.2.3.2 场强。使用暗室进行测试时还有另一个误差或不确定因素，就是天线处（比如图6-4中的7或图6-6中的6）的电磁场与放置测试设备的屏蔽室中测到的电压或功率之间关系的误差。几个重要参数如下。

- 发射机或接收机终端测到功率的基本不确定度。
- 发射机/接收机和天线之间的电缆损耗。
- 对天线的天线系数进行精确估计的不确定度。
- 精确测量或估计图6-4或图6-6中距离 *D* 的不确定度。

为了得到更高的精度，最好使用具有经过校准的热辐射计的精密功率计。除了使用经过校准的连接天线和发射机放大器（或接收机，视具体情况而定）的电缆外，可以使用反射计型测试配置来进行发送到天线的功率的精确测量。

6.2.3.3 标准实验室配置。如果在一个标准的实验室配置中[2]已经按照以上注意事项的要求和步骤最大限度地减小了测试误差，那么暗室中产生的场强的总不确定度为 ±1.0dB。这一不确定度包括：功率测量的不确定度为 ±0.1dB，暗室环境中天线增益计算的不确定度为 ±0.8dB，距离 *D* 测量值的不确定度为 ±0.1dB。

6.3 横电磁波小室

另一种能够进行 EMI/EMC 测试的实验室是横电磁波小室（TEM 小室）[3-7]，图6-8a为一种典型的 TEM 小室照片。TEM 小室的尺寸由其所能够测试的最高频率限制，如果超出了这个限制，TEM 小室中就会开始出现高次模。基于这样的考虑，频率越高，可允许的小室尺寸越小。另外，在 TEM 小室中，受试设备的最大尺寸是受限制的，其必须满足这样的要求，就是由于受试设备的存在而引起的 TEM 小室特性阻抗的改变量必须最小。在6.3.3节中对这些限制进行了描述。使用 TEM 小室的实验室 EMI/EMC 测试技术有其优势，但也有限制，所以这种特别的技术在一些特定的应用中更适用。

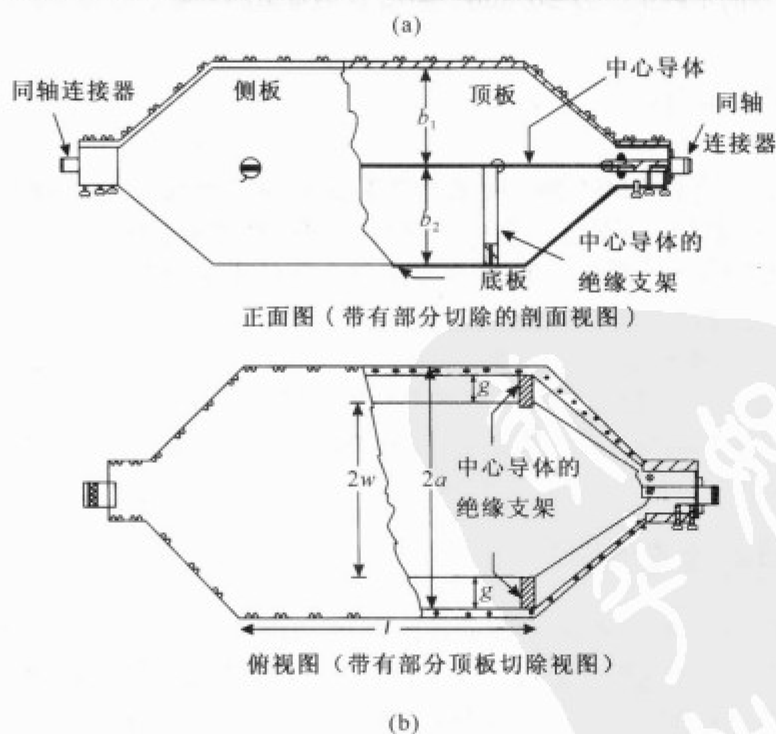
6.3.1 横电磁波小室

图6-8b显示了典型 TEM 小室的具体构造。TEM 小室就是一个外导体闭合并连接到一起的矩形同轴传输线，有点像带状线，其矩形部分的两端逐渐过渡并与 50Ω 的同轴传输线相匹配。中心导体和外部导体（由连接到一起的顶板、底板和两块侧板构成）促使电磁能量以 TEM 模从小室的一端传播到另一端。中心导体靠一些绝缘支架牢固地固定在小室内部，受试设备放置在底板和中心导体之间或中心导体和顶板之间的传输线矩形空间内，绝缘材料（介电常数尽可能接近1）可以让受试设备和传输线的内、外导体电隔离。

124



(a)



(b)

图 6-8

(a) 典型的TEM小室照片；(b) TEM小室的具体结构（对于对称矩形截面，$b_1=b_2=b$；对于正方形截面，$b_1=b_2=a$）［照片经NIST授权使用］

125

闭合的传输线外导体具有有效隔离 TEM 小室内外电磁环境的功能，这样可以确保小室的外部电磁环境不会影响小室内的测试。类似地，测试中产生的任何高强度场也会被限制在小室内部。虽然图 6-8 显示的是一种中心导体位于顶板与底板正中间（即$b_1=b_2$）的矩形截面结构 TEM 小室，但其实 TEM 小室还可以设计成其他截面结构，比如正方形截面结构（即 $a=b$）或非对称的矩形截面结构（即中心导体偏移，$b_1 \neq b_2$）。

对于图 6-8 所示的 $b_1=b_2=b$ 的矩形同轴传输线，其特征阻抗 Z_0 由式（6-3）近似给出[1,3,8]：

$$Z_0=\frac{\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}}{C_0}=\frac{\eta_0\varepsilon_0}{C_0} \tag{6-3}$$

其中，μ_0 和 ε_0 分别为磁导率和介电常数，η_0 为自由空间的特征阻抗，其值为 $120\pi\ \Omega$，C_0 为以 F/m 为单位的单位长度分布电容。

对于图 6-8 所示的矩形截面传输线结构，参考文献［9，1］给出了 C_0 的近似表达式，其在 $a\geqslant b$ 和 $a-g\geqslant\frac{1}{2}b$ 时才有效，从而有：

$$\frac{C_0}{\varepsilon_0}=4\left[\frac{(a-g)}{b}+\frac{2}{\pi}\ln\left(1+\coth\frac{\pi g}{2b}\right)\right] \tag{6-4}$$

对于不同的 a/w（图 6-8 给出了尺寸比例），C_0/ε_0 随 a/b 的变化如图 6-9 所示。

由式（6-3）和式（6-4）得到：

$$Z_0=\frac{30\pi}{\left\{\frac{w}{b}+\frac{2}{\pi}\ln\left(1+\coth\frac{\pi g}{2b}\right)\right\}} \tag{6-5}$$

使用式（6-5）计算得到的对应于不同的 a、b 和 g 的特征阻抗 Z_0 的值如图 6-10 所示。式（6-3）表明如果 TEM 小室设计成具有 50Ω 特征阻抗，那么对应的 $C_0/\varepsilon_0=12\pi/5$。

用图 6-9 或图 6-10 作为 TEM 小室的设计列线图时，几种 a、b 和 g 的组合能够产生一个具有 50Ω 特征阻抗的 TEM 小室结构。实际上，使用图 6-9 或图 6-10 进行 TEM 小室设计能够得到近似 50Ω 的特征阻抗。时域的反射计可以用来测量分布阻抗，并有助于将传输线小室的阻抗调整为均匀分布的 50Ω。通过设计和建造得到的 TEM 小室的反射系数在整个测试频带内能够小于 0.1。 126

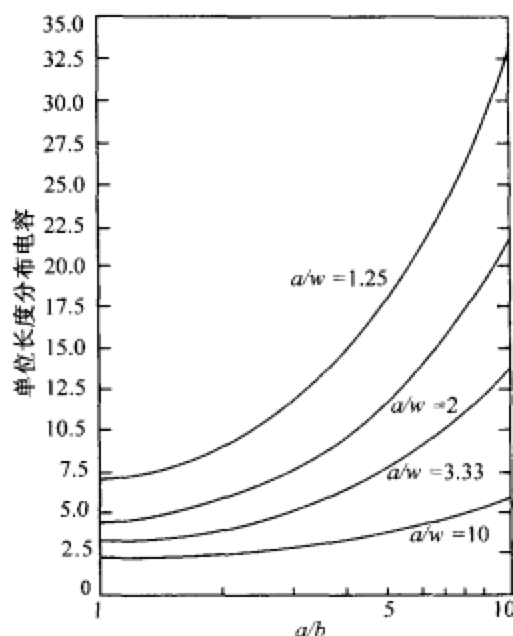


图 6-9 矩形同轴传输线的电容

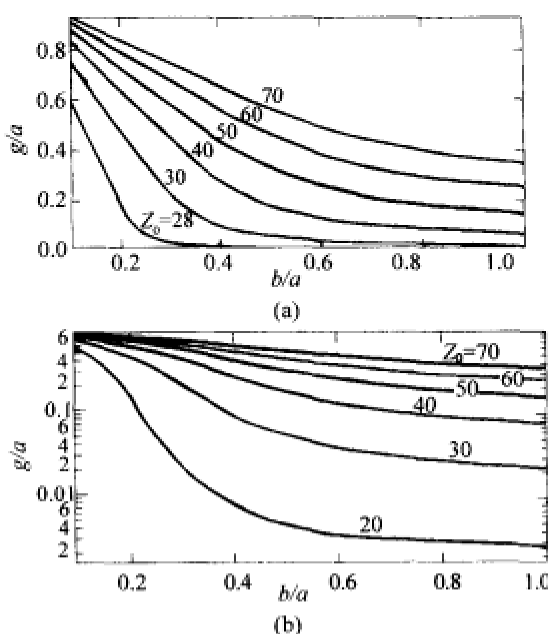


图 6-10 矩形同轴传输线的特征阻抗
(a) 线性坐标；(b) 对数坐标

127

6.3.2 使用横电磁波小室进行测试

世界上有许多实验室使用 TEM 小室来进行 EMI/EMC 测试。这些实验室为了尽可能地得到最为精确的测试结果，采用不同的测试方法，对测试结果的解释也各有差异。然而，进行 EMI/EMC 测试的 TEM 小室的最为前沿和最为深入的开发和应用研究工作是在美国国家标准技术研究院（NIST）进行的，以下就是他们发布的辐射敏感度和辐射发射测试的详细步骤[4,6]。

6.3.2.1 辐射敏感度测试。使用 TEM 小室进行辐射敏感度评估的具体步骤如下。

第1步：将受试设备放在 TEM 小室下半空间的中心位置，如图 6-11。

当受试设备的机箱需要接地时，可将其放在地板上（直接放在 TEM 小室的底板上），当受试设备的机箱（机柜）需要浮地时，可以用一层介电常数尽可能接近1的绝缘材料放在 TEM 小室中的受试设备和底板之间（见图 6-11）。此外，如果需要将受试设备靠近 TEM 小室的底板放置，以使其输入/输出连接头不会暴露在测试场之内时，要使用一层较薄的绝缘材料，同时，若需要将受试设备放在 TEM 小室的底板和隔板中间时，可以使用一块合适厚度的绝缘泡沫（介电常数接近1）。

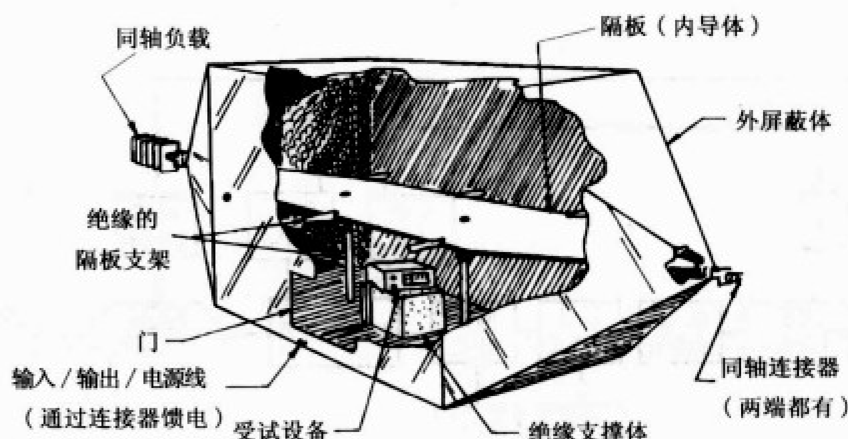


图 6-11 内部放有受试设备的 TEM 小室

在进行测试时，必须精确地记下 TEM 小室中受试设备相对于场极化方向的指向，受试设备的辐射敏感度很可能会随着其指向的不同而发生变化。所以，实际上有必要在几个不同的受试设备指向上进行测试，并对这些指向进行精确地描述（尤其在需要进行重复测试时）。 128

第 2 步：对受试设备进行输入/输出连接，包括为受试设备加电的电源连接、受试设备典型工作状态下的其他输入/输出信号连接和一些性能监测用的附加连接。

这里所使用的不同的接头，包括电源连接器，都必须通过合适的滤波器进行连接以防止射频信号泄漏到 TEM 小室内部，同时还要确保这些滤波器自身不会影响测试结果，通常将所有的滤波器安装在屏蔽滤波罩中。另外，推荐使用与受试设备实际工作状态要求完全相同的电缆（包括连接电源连接器的电缆），也包括电缆的长度。一些特殊情况还可能需要使用高阻抗或光导纤维电缆来防止测试环境的干扰。

TEM 小室中各类电缆的布线方式也要格外注意，要尽量避免或至少使场耦合最小。在 TEM 小室的底板上可能会铺上不同类型的电缆，如果不需要将这些电缆暴露在 TEM 小室内的电磁场中，这些电缆上要覆盖一层导电带，另一方面，如果需要将这些电缆暴露在 TEM 小室内的电磁场中，则要用绝缘材料将这些电缆垫起以达到完全暴露。

第 3 步：将测试设备与 TEM 小室和受试设备相连。

如在其他章节中所述，辐射敏感度测试的标准和需要观察的参数都是由用户事先制定好的。所以，这里要求 TEM 小室连接到一个合适的射频源（包括放大器）以在小室中建立一个必要的场强。

图 6-12 显示了一个能够进行频率扫描测试的试验配置。此时的功率电平是可以改变的，从而 TEM 小室中的场强也是可以改变的，而这个改变与频率扫描是没有关

系的。

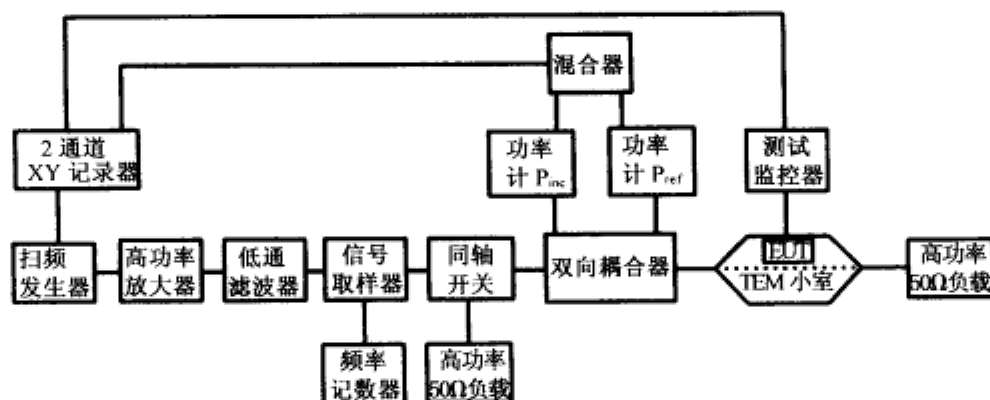


图6-12　电磁敏感度测试框图，10MHz～500MHz

注：摘自参考文献［4］。

对于低于10MHz的频率，由T形监测接头和射频电压表来代替双向耦合器和功129率计。当需要使用自动的离散式频率测试和评估时，可以使用图6-13所示的测试配置作为替代。计算机能够打印出所需格式的敏感度测试结果，当检测到受试设备受到EMI的影响而出现性能降级时，可以对计算机进行编程以对功率电平进行自动控制。

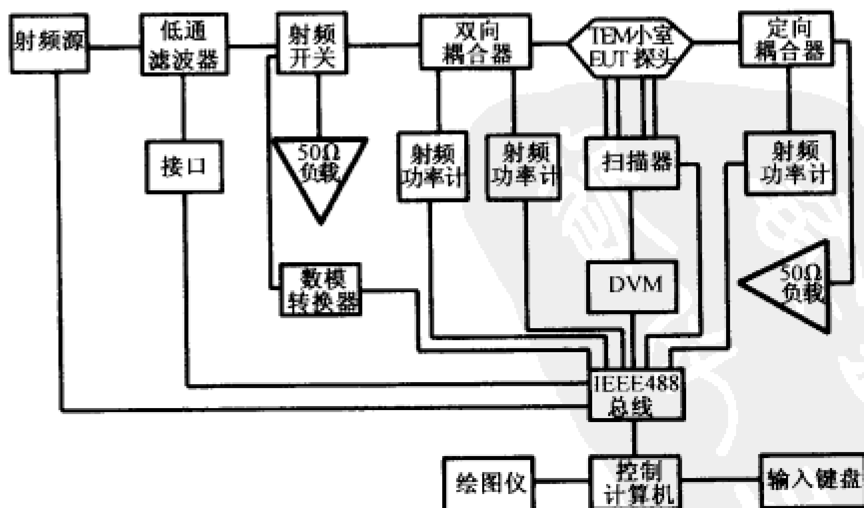


图6-13　电磁敏感度自动离散频率测试的框图

注：摘自参考文献［4］。

当使用功率计测到功率电平后（对于上图所示测试配置，频率高于10MHz），在

TEM 小室测试区域中心的场强 E 为：

$$E=\frac{1}{b}[Z_0(P_{inc}-P_{ref})]^{1/2} \tag{6-6}$$

其中，b 为 TEM 小室隔板和底板间的距离，Z_0 为 TEM 小室的特征阻抗，P_{inc}和 P_{ref}为 TEM 小室输入端测得的前向功率和反射功率（包括耦合器参数）。

当使用电压表（对于图 6-12 或图 6-13，频率低于 10MHz）直接测量 TEM 小室隔板和底板间的电压时，场强为：

$$E=\frac{V_{RF}}{b} \tag{6-7}$$

其中，V_{RF}为测得的射频电压。

第 4 步：根据测试安排和规范来进行辐射敏感度测试。

将 TEM 小室的功率输入断开，使受试设备完全加电并检查其输入输出，监控设备也要开机并进行认真的检查。然后打开 TEM 小室的功率输入开关，调整信号源以得到所需频率（范围）和形式（波形、调制等）的信号，调整放大器的输出电平以得到所需的功率电平或场强，并且还要对每个频点和功率电平设置足够的驻留时间以使受试设备的性能发生响应。

130

试验人员可以使用上面的测试配置判断在规定的场强下受试设备的性能是否超出了规范的要求，或者测试受试设备的性能开始降级的时候对应的场强阈值。

如前所述，根据测试安排，可能有必要在 TEM 小室中针对受试设备的不同指向分别进行辐射敏感度测试。另外，如果受试设备经过了工程改进，尤其是经过了旨在改善辐射敏感度的工程改进，可能有必要重新进行辐射敏感度测试。

值得注意的是受试设备的尺寸要相对小于 TEM 小室内部的测试空间，若非如此，TEM 小室内垂直方向的间隔就会遭到破坏，并导致电场强度变大。所以，为了对 TEM 小室内实际的电场强度进行估计，有必要根据受试设备的高度来确定一个有效的间隔。

如果测试的目的只是为了降低受试设备对电磁干扰的易损性，且没有要求其必须是完全暴露于电场强度中的最坏情况下的敏感度，那么可以在一个特定的工作模式下对具有输入/输出连接线配置的受试设备的一种指向进行测试，敏感度测试场的波形也是事先选定的。在对受试设备采取了附加的屏蔽或其他的改进措施后，可以使用同样的设备指向、连接线配置以及测试场波形和电平重复进行测试，然后比较这些测试结果以确定改进的程度。

6.3.2.2　辐射发射测试。TEM 小室具有这样的特点，就是当来自外部的射频能量完全耦合并进入到 TEM 小室内时，这一能量以 TEM 模式进行传播。类似地，当

射频能量是由 TEM 小室内的源产生并向外辐射时（比如 TEM 小室内的受试设备），这个射频能量就会在 TEM 小室内以 TEM 模式传播并耦合到小室的两个端口，从而能够通过对这个射频能量的测试来定量的估计受试设备的辐射发射。此时仍需考虑受试设备尺寸和 TEM 小室最高测试频率的限值。下面给出使用 TEM 小室进行辐射发射测试的具体步骤。

第 1 步： 将受试设备放在 TEM 小室内。

第 2 步： 对受试设备进行输入/输出/监测的连接与辐射敏感度测试的相应步骤是相同的。

第 3 步： 将测试设备连接到 TEM 小室。

测试设备的复杂程度取决于测试所要求的结果中信息和细节的特点。如果只是想要确定受试设备的等效自由空间辐射电场，可以使用图 6-14 所示的测试配置，测试设备包括一个精确的射频电压表或功率计。

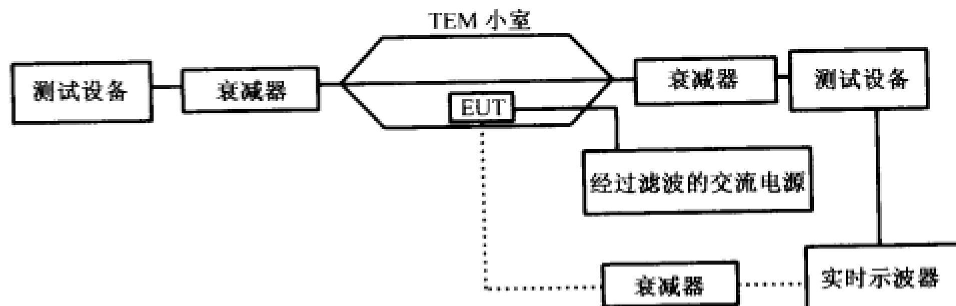


图 6-14　辐射发射测试的配置

如果需要知道辐射发射的时域特性，也可以使用图 6-14 所示的测试配置，此时的测试设备包括一个简单的示波器或接收机/记录器。

131

如果需要知道由受试设备发射的详细的辐射方向图（包括相位），就需要一个相对复杂的测试配置，如图 6-15 所示。在这个配置中，通过将 TEM 小室的两个端口连接到一个使用了混合耦合器的回路中，使得对混合耦合器的和差输出之间的功率和差（TEM 小室的两个端口处）与相对相位进行测量成为可能。在理想情况下，当受试设备的辐射用一个包含了图 6-16 所示的三个互相正交的偶极矩的合成等效源来模拟时，对应于受试设备的六个不同指向（位于 TEM 小室内部）的和差功率 P_s 和 P_d 以及相对相位 ϕ 的系统测试足以确定图 6-16 所示的六个分量的相位和幅度。

132

第 4 步： 进行辐射发射测试，观察必要的注意事项。

对于使用图 6-15 所示流程的测试，TEM 小室中受试设备的六个比较方便的指向分别如表 6-2 和图 6-17 所示。

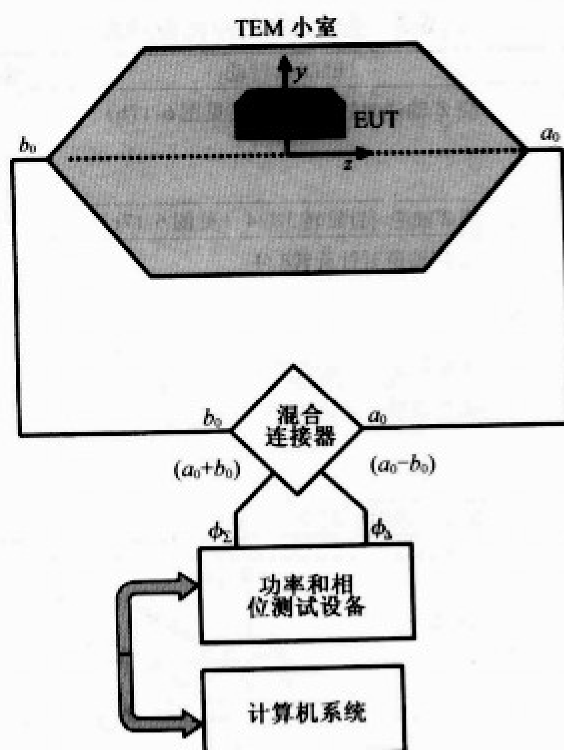


图 6-15　辐射发射测试的框图

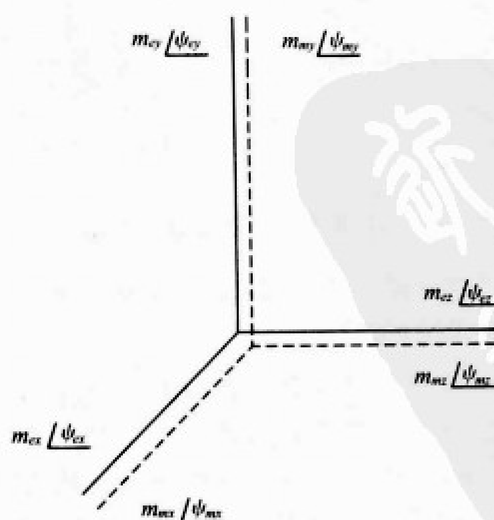


图 6-16　作为三个等效正交电偶极子和磁偶极子的电小尺寸辐射源的表示

表 6-2　受试设备的指向和测试

坐标系的校准	EUT 的转动	测得的功率和相对相位
$X \to X'$ $Y \to Y'$ $Z \to Z'$	绕 Z' 轴逆时针旋转 $\pi/4$（见图 6-17b）	P_{s1}，P_{d1} 和 ϕ_1
	绕 Z' 轴逆时针旋转 $3\pi/4$（见图 6-17c）	P_{s2}，P_{d2} 和 ϕ_2
$X \to X'$ $Y \to Z'$ $Z \to X'$	绕 X' 轴逆时针旋转 $\pi/4$	P_{s3}，P_{d3} 和 ϕ_3
	绕 X' 轴逆时针旋转 $3\pi/4$	P_{s4}, P_{d4} 和 ϕ_4
$X \to Z'$ $Y \to X'$ $Z \to Y'$	绕 Y' 轴逆时针旋转 $\pi/4$	P_{s5}, P_{d5} 和 ϕ_5
	绕 Y' 轴逆时针旋转 $3\pi/4$	P_{s6}, P_{d6} 和 ϕ_6

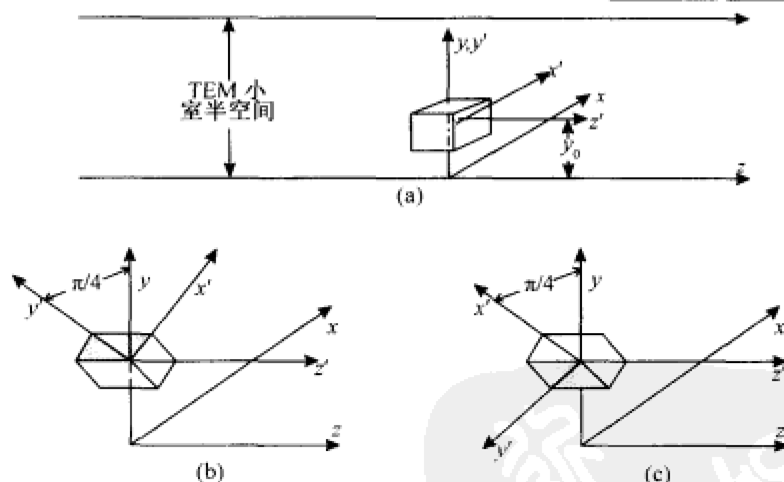


图 6-17　TEM 小室中受试设备指向示意图

选出的六个不同的摆放位置引出了用来计算图 6-16 所示分量的简便的数学式。功率的不同分量的计算方法如下：

$$m_{ex}^2 = (P_{s1} + P_{s2} - P_{s3} - P_{s4} + P_{s5} + P_{s6})/2q^2 \tag{6-8}$$

$$m_{ey}^2 = (P_{s1} + P_{s2} + P_{s3} + P_{s4} - P_{s5} - P_{s6})/2q^2 \tag{6-9}$$

$$m_{ez}^2 = (-P_{s1} - P_{s2} + P_{s3} + P_{s4} + P_{s5} + P_{s6})/2q^2 \tag{6-10}$$

$$m_{mx}^2 = (P_{d1} + P_{d2} - P_{d3} - P_{d4} + P_{d5} + P_{d6})/(2q^2k^2) \tag{6-11}$$

$$m_{my}^2 = (P_{d1} + P_{d2} + P_{d3} + P_{d4} - P_{d5} - P_{d6})/(2q^2k^2) \tag{6-12}$$

$$m_{mz}^2 = (-P_{d1} - P_{d2} + P_{d3} + P_{d4} + P_{d5} + P_{d6})/(2q^2k^2) \tag{6-13}$$

其中，q 为垂直方向电场的归一化幅度值，这个电场存在于一个一端由 1W 的输入功率激励，另一端接匹配负载的空的 TEM 小室的中间。从而有：

$$q = \frac{1}{b}(50\Omega)^{1/2}/\mathrm{m} \tag{6-14}$$

从以上的式子可以看出，电偶极矩的幅度由和功率 P_{s1}、P_{s2}、P_{s3}、P_{s4}、P_{s5} 和 P_{s6} 来表示。同样地，磁偶极矩的幅度仅由测得的差功率 P_{d1}、P_{d2}、P_{d3}、P_{d4}、P_{d5} 和 P_{d6} 来表示。另外，如果受试设备的辐射能够只用两种偶极矩中的一种（电或磁）来表示，那么就不用进行相对相位的测试了。

根据以上的表达式，受试设备在自由空间中的总辐射功率可以由式（6-15）计算得到[1]：

$$P_T = \frac{40\pi^2}{\lambda^2}\{m_{ex}^2 + m_{ey}^2 + m_{ez}^2 + k^2(m_{mx}^2 + m_{my}^2 + m_{mz}^2)\} \tag{6-15}$$

如果需要电偶极矩或磁偶极矩的相位信息，如同确定自由空间中受试设备的远场辐射方向图一样，可以用式（6-16）到式（6-21）来计算相关的参数：

$$m_{ex}m_{ey}\cos\theta_{e1} = (P_{s1} - P_{s2})/2q^2 \tag{6-16}$$
$$m_{ey}m_{ez}\cos\theta_{e2} = (P_{s3} - P_{s4})/2q^2 \tag{6-17}$$
$$m_{ez}m_{ex}\cos\theta_{e3} = (P_{s5} - P_{s6})/2q^2 \tag{6-18}$$
$$m_{mx}m_{my}\cos\theta_{m1} = (P_{d2} - P_{d1})/(2q^2k^2) \tag{6-19}$$
$$m_{my}m_{mz}\cos\theta_{m2} = (P_{d4} - P_{d3})/(2q^2k^2) \tag{6-20}$$
$$m_{mz}m_{mx}\cos\theta_{m3} = (P_{d6} - P_{d5})/(2q^2k^2) \tag{6-21}$$

134

其中：

$$\begin{aligned}\theta_{e1} = \psi_{ex} - \psi_{ey}, \theta_{e2} = \psi_{ey} - \psi_{ez}, \theta_{e3} = \psi_{ez} - \psi_{ex} \\ \theta_{m1} = \psi_{mx} - \psi_{my}, \theta_{m2} = \psi_{my} - \psi_{mz}, \theta_{m3} = \psi_{mz} - \psi_{mx}\end{aligned} \tag{6-22}$$

6.3.3 测试误差的来源

6.3.3.1 场分布。当被测样机或设备放到 TEM 小室中时，就改变了小室内的电场分布，C_0 和 Z_0 的值也随之发生改变，此时我们就不得不接受理想情况的变化或偏离。为了让偏离的效果最小，就要限制受试设备的尺寸。实际上，经过研究发现受试设备的最大允许尺寸不能超过 $b/3 \times 2/3(a-g) \times l/3$（见图6-8）。文献中给出了确定 TEM 小室中电场的复杂的数学式。例如[5]，图 6-18 给出了 TEM 小室尺寸为 $a = b = 1.37\mathrm{m}, g = 0.23\mathrm{m}$ 和 $l = 2.74\mathrm{m}$ 时的电场分布，同时也给出了理论计算值和实

135 际测量值之间的差别。理论值和测量值之间的差别是由测试方法引起的，测试时使用的电场探头是一个偶极子，它的轴和 TEM 小室的 x 轴重合（从而电场探头测得的实质上是电场的 x 方向分量，而不是 y 和 z 方向分量）。辐射敏感度的测试流程（比如 FCC 规则）规定在 TEM 小室中受试设备占据的空间内的任意两点的电场强度的差值不能超过 2dB。图 6-18 给出的结果表明如果受试设备的尺寸不超过 $b/3 \times 2/3(a-g) \times l/3$，这个条件基本上是可以满足的。

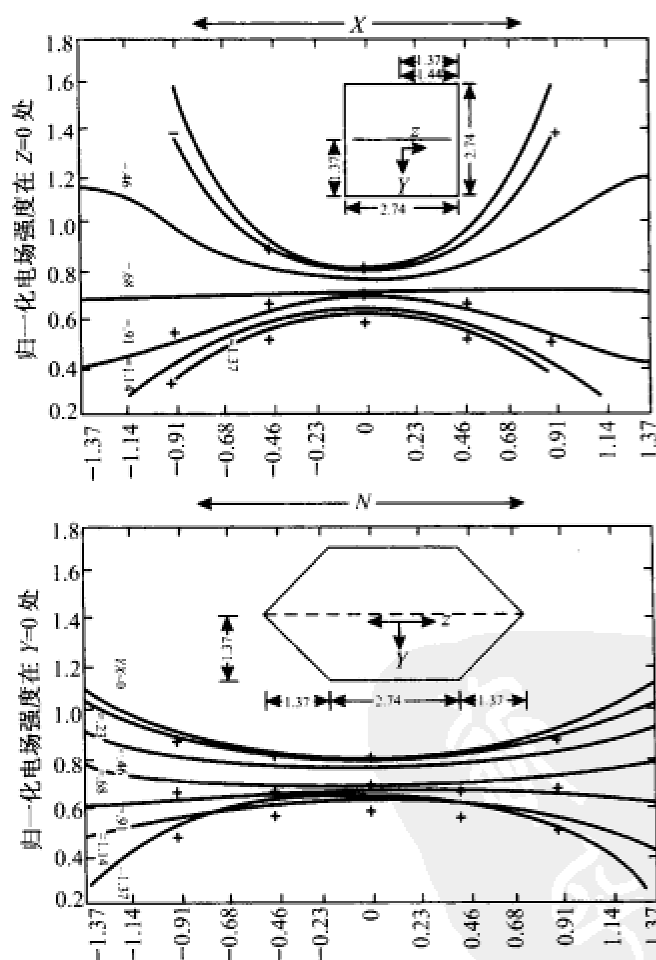


图 6-18 TEM 小室内的场强分布（−：理论值，+：测量值）

6.3.3.2 高次模。使用 TEM 小室时的第二个限制是 TEM 小室内出现的高次模。在目前利用 TEM 小室进行 EMI/EMC 测试的方法中，测试结果的分析和解释都是基于电磁能量的横电磁模式传播，任何包含多种传播模式的情况都让测试结果的分析和解释变得极为复杂。然而，在横截面为矩形（或正方形）的同轴传输线内，

在频率升高的时候会出现横电和/或横磁模式。图 6-19 给出了矩形同轴传输线（正方形界面是一种 $b=a$ 的特殊情况）中首先出现的几个高次模的截止波长 λ_c。图 6-19 给出的结果实际上是对无限长的传输线和零厚度的中心导体计算得到的。通常 TEM 小室的长度都是有限的，小室的两端为了和同轴连接器匹配而逐渐变细，TEM 小室内的不同高次模对应的截止波长也会相应的有所不同。然而，从目前的应用来看，图 6-19 给出的估计值已经足够接近真实情况了。这些结果表明 TEM 小室的尺寸越小，TEM 小室的截止或可用频率越高。

截止波长或截止频率对应的谐振频率由式（6-23）给出：

$$f_{\text{res mn}}^2 = f_{\text{c mn}}^2 + \left(\frac{c}{2L}\right)^2 \tag{6-23}$$

136

式中 $f_{\text{res mn}}$ 为 mn 模式的谐振频率，$f_{\text{c mn}}$ 为 mn 模式的截止频率，c 为光速，L 为 TEM 小室的谐振长度。由于 TEM 小室的两端为锥形结构，从而在整个小室的长度上截面不一致，所以 TEM 小室的谐振长度无法精确的定义。作为一种保守的近似，取小室的全长（包括锥形部分）作为谐振长度。

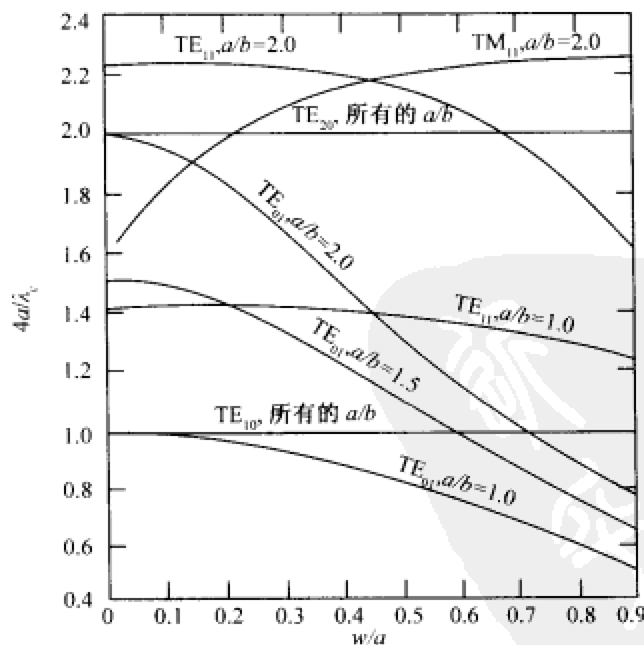


图 6-19 矩形同轴传输线中的截止波长

注：摘自参考文献[1]。

对于给定的模式，截止频率要比式（6-23）给出的谐振频率低。第一个高次 TE 模的影响只有在快要达到这个模式的谐振频率时才会变得显著。从而，TEM 小室的

实际可用频率要高于第一个高次模的截止频率，但要低于其谐振频率。

6.3.3.3 场强－电压的关系。在使用TEM小室进行EMI/EMC测试时另一个值得注意的方面是TEM小室中受试设备处的电磁场和TEM小室的（同轴连接器）终端所测得的电压或功率之间的联系。因为测试结果的精度及其解释都要基于这个联系，所以有必要尽量准确地把握它。另外，TEM小室中有限尺寸的受试设备也会在某种程度上破坏场方向图，TEM小室中受试设备处的电场强度与在经典的电磁理论中将受试设备设为一个“点源”时的电场强度是不完全一样的。

6.4 混响室

使用混响[4,10,11]室进行EMI/EMC测试是另一种有效的测试方法。混响室的工作原理是基于多模式谐振混合。

建造一个混响室是比较简单的，测试配置和测试流程也都不复杂。然而，这种测试方法的应用还不普遍，其原因可能是缺少可以描述混响室中场特性的全面的理论分析，和一种能够将测试结果与实际工作环境联系起来的方法。

6.4.1 混响室

图6-20给出了一种混响室结构，它由一个带有墙壁的矩形腔体构成，其损耗能够有效保证不同模式之间的均匀耦合，同时这个损耗也不会太高以至于在腔体中形成驻波。矩形腔体中全部可能存在的模式数量 N 的近似计算如式（6-24）[1,12]所示：

137

$$N=\frac{8\pi}{3}pqr\frac{f^3}{c^3}-(p+q+r)\frac{f}{c}+\frac{1}{2} \tag{6-24}$$

图6-20 一种简单的混响室结构（该图片经NIST授权使用）

其中 p、q 和 r 表示单位为 m 的混响室的尺寸，f 表示单位为 Hz 的混响室的工作频率，c 表示单位为 m/s 的波传播速度。混响室的两边或三边的长度一样时就会出现简并模，而当混响室三条边的长度互不相同时，对于给定的工作频率相异模式的数量就会相应增加。

由于几种彼此非常相近的模式的存在，混响室能够在其内部产生一种均匀场环境，但不包括墙壁附近。一个简单的矩形腔不能在其内部各个方向上的任意点处产生均匀场，所以要在混响室相邻的墙上安装两个大的矩形金属搅拌器，如图 6-20 所示，搅拌器绕着垂直于墙面的轴以不同的速度旋转。搅拌器的转动导致混响室的结构随时间变化，从而引起模式混合按照相同的场的统计分布发生连续变化，除了墙壁附近或混响室中所放置的金属物体的表面以外，这个变化是和位置无关的。通过这种方式就能够在混响室内产生一种均匀的任意场环境（比如，对任一点的任一场分量的幅度在一个时间段内进行取样，其最大值、最小值和平均值几乎完全相等）。在混响室中使用一个测试偶极子天线对场强进行了测量以验证这一概念，测试结果如图6-21 所示，混响室每边的长度大约为2m，在距离金属墙壁大约8cm 处的空间内的场分量均匀性在 ±0.5dB 以内。

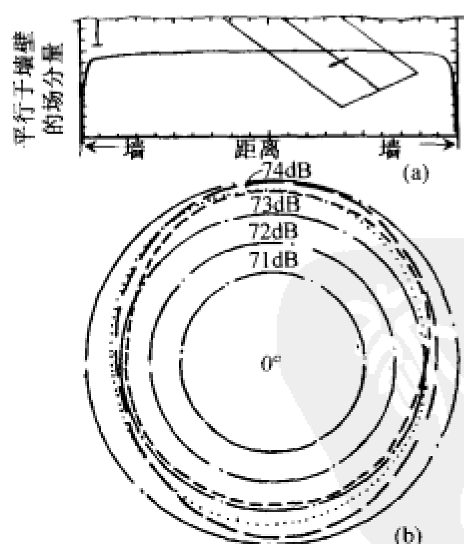


图 6-21 混响室内的场强变化

（a）沿两墙之间的直线测量；（b）任意参考方向时同一平面上三个不同方向上的测量

注：摘自参考文献[10]。

最近的有关搅拌器的[13]研究表明，对于给定的旋转角度，搅拌器的效果取决于感应到的高频频率漂移的程度。进一步的研究还表明尺寸为两个波长或更长，并且旋转时不会产生任何轴向对称的搅拌器的效率会更高。 138

6.4.2 使用混响室进行测试

6.4.2.1 辐射发射测试。图6-22为一个使用混响室进行辐射发射测试的简单框图，这里所描述的为一种替代方法。经过校准的信号发生器与经过校准的衰减器连接起来为已知增益特性的天线馈电，天线和经过供电连接的受试设备都放在混响室内。

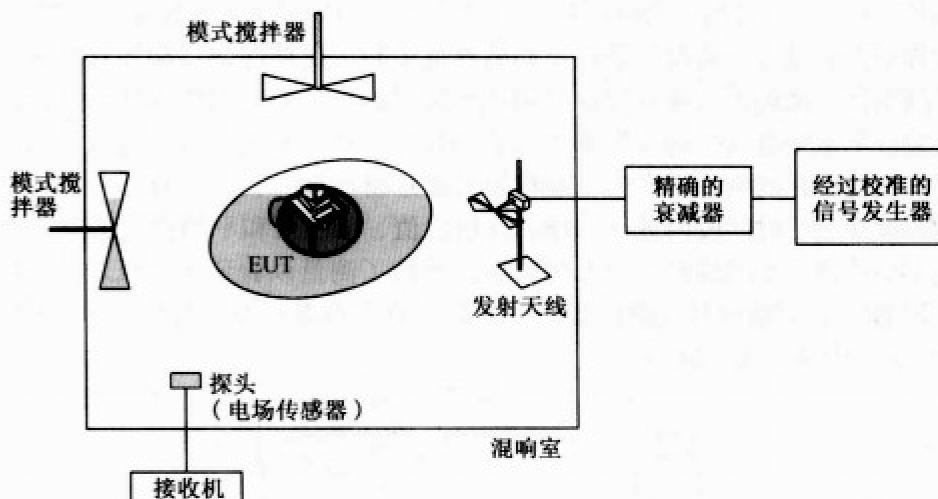


图6-22 使用混响室进行辐射发射（或辐射敏感度）测试的基本框图

接下来要进行两次测试。首先，混响室外部的信号发生器关机，保持受试设备处于开机状态，使用接收天线和接收机来测试混响室内部的场强。接下来，将受试设备断电，但断电动作必须小心以保证其在混响室内的位置不会发生改变，然后将经过校准的信号发生器开机，并借助于经过精确校准的衰减器来调整其功率电平，以使混响室内的场强与之前所测得的相同。在进行这两次测试时，模式搅拌器都必须是连续转动的，其转动速度要足够慢以使受试设备有足够的时间来响应测试场方向图的变化。通过这两次测试，就可以计算出受试设备的辐射发射电平。

139

6.4.2.2 辐射敏感度测试。图6-22所示的试验框图也可以用来进行辐射敏感度测试。此时，必须对受试设备进行一些附加的连接，从而能够对规范中所要求的可反映其由于敏感度而引发故障的性能或性能参数进行监测。

借助于信号发生器和衰减器可以在混响室中得到所需的电场强度，搅拌器也要连续转动。在不同的场强下观察受试设备的性能以记录受试设备发生故障时的场强。当每次场强发生变化时，一定要确保留有足够的时间以使场强和受试设备的性能能够趋于稳定，这一点是很重要的。对于不同的频率可以重复进行测试。

6.5 吉赫兹横电磁波小室

之前我们已经注意到装有吸波材料的微波暗室适合进行几百 MHz 以上频率的 EMC 测试，而 TEM 小室只能进行几百 MHz 以下的测试。吉赫兹横电磁波小室（GTEM 小室[14~16]）是一种介于微波暗室和 TEM 小室之间的混合方法，它可以进行宽频带的 EMC 测试。基于特定的需要，可以建造不同尺寸的 GTEM 小室以适应从印制线路板到诸如汽车等整个设备的不同的测试样机。图 6-23 为一个商用的 GTEM 小室。

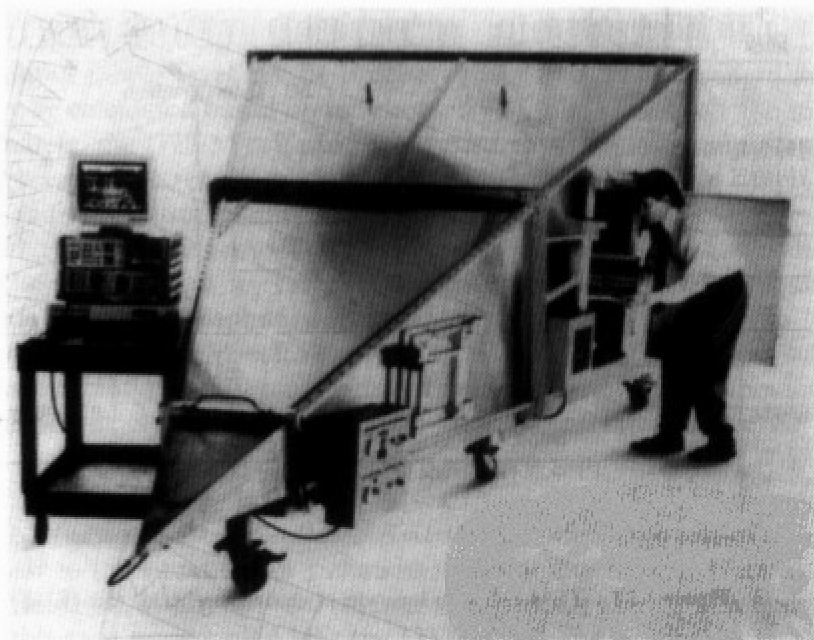


图 6-23 GTEM 小室的照片（照片经 Electromechanics 公司授权使用）

6.5.1 GTEM 小室

GTEM 小室（见图 6-24）为一个 50Ω 的锥状矩形同轴传输线，其内部有一个偏置的中心导体（隔板）。矩形段的一端与一个 50Ω 的同轴导体耦合，中心导体的截面由平、宽的带状结构逐渐过渡到一个圆形，从非对称的矩形截面到标准的 50Ω 同轴线的过渡是经过精密加工的。锥形段的远端端接了由锥形吸波材料构成的分布式匹配负载。矩形传输线的中心导体也端接了由几百个碳质电阻构成的 50Ω 负载，电阻值的分布与中心导体上电流的分布是匹配的。中心导体端接的阻性负载的作用等同

140

于让电流终止，然而锥形段端接的分布负载就好比是为在空间传播的电磁波接了一个匹配终端。所以，GTEM 小室在从直流到几 GHz 的范围内提供了一个宽带的终端。锥形段的张角通常较小（比如 15°），这样可以保证传播中的 TEM 波建立起的场方向图具有较大半径的球对称性（见图 6-25）。出于实际测试的考虑，在 GTEM 小室中传播的波可以近似地认为是一种平面波。锥形段的长度决定了可用测试空间的尺寸，从而决定了可以进行辐射发射或辐射敏感度估计的测试样机的尺寸。

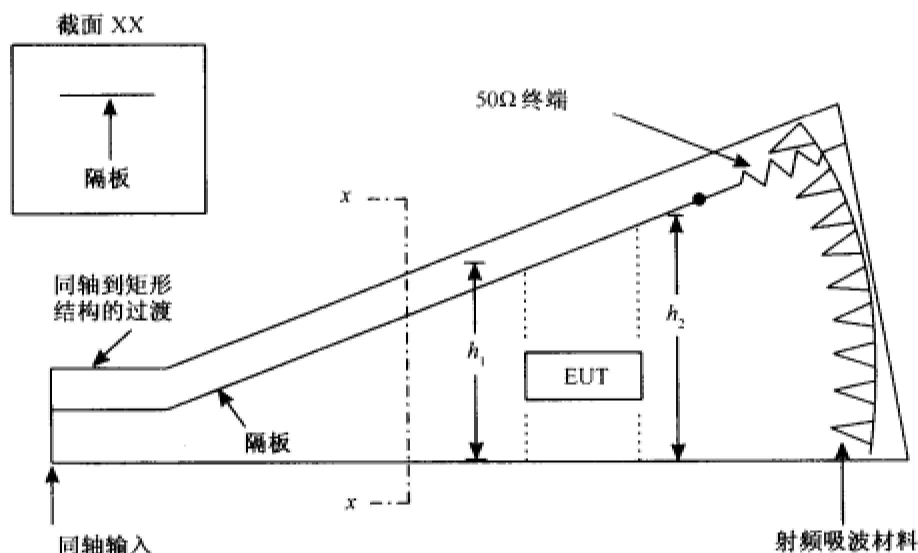


图 6-24 内部置有受试设备（EUT）的 GTEM 小室

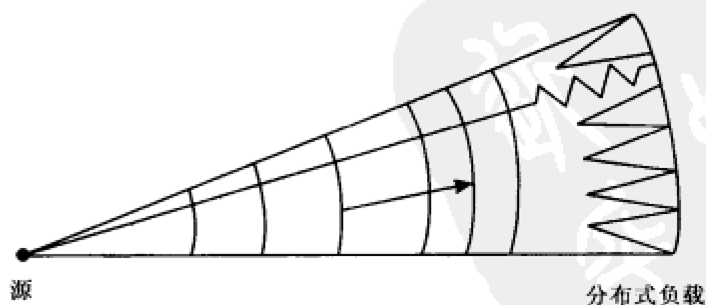


图 6-25 GTEM 小室中电磁波的传播

在锥形端口端接一个同轴连接器的 GTEM 小室锥状矩形波导部分，能够对朝其端口传播的电磁波起截止作用，朝 GTEM 小室远端传播的电磁波由匹配终端所吸收。从而，GTEM 小室的形状决定了由小室中的电磁场产生的驻波是不会一直持续下去的。GTEM 小室中的场强与输入功率有关，同时还与纵轴上的位置或隔板的高度有

关。GTEM 小室可以用作 CW（连续波）和脉冲模式的测试，还可以在超高功率或大于 100V/m 的场强下进行 EMC 测试。通常，在隔板和底板的间距为 1m 的 GTEM 小室中要产生 200V/m 的场强需要使用一个 1000W 的功率源。模拟暴露于电磁脉冲环境（见第 2 章）中的设备所经受的干扰所需的几 kV/m 的超高场强也可以在 GTEM 小室中产生，但是此时需要使用能够避免弧光放电的特殊的输入连接器。

6.5.2 使用 GTEM 小室进行电磁兼容性评估

使用 GTEM 小室进行辐射敏感度和辐射发射测试的测试步骤与 TEM 小室类似。6.3.2 节有详细的描述，下面只给出一些需要注意的要点。

6.5.2.1 辐射敏感度测试。需要进行辐射敏感度评估的受试设备要放在 GTEM 小室中底板与隔板之间的区域中。可用的测试区域为距离 GTEM 小室的底板的高度为 $h_1/3$ 和 $h_2/3$ 所围成的空间，如图 6-24 所示。在这个区域中，场强均匀性在大约 ±1dB以内。

当需要使用高功率电平时，要将与放大器相连的一个合适的信号源连接到同轴连接器上，信号源和放大器设置到所需的频率和功率电平上，在放大器的输出端和 GTEM 小室的同轴输入端之间安装有功率监测装置以精确测量输入功率电平。受试设备处的场强可以根据 GTEM 小室的形状和输入功率电平来进行计算，另一方面，也可以给 GTEM 小室安装附加的测试仪器以实现对受试设备处场强的精确测量。 142

当必须在一个频带内进行辐射敏感度测试并使用了一个扫频信号源时，需要注意扫频速率要低于受试设备进行稳定并且有对场强进行响应的可靠的性能参数所需的响应时间。在使用 TEM 小室进行测试时，进行辐射敏感度测试的受试设备要在几个不同的极化角度上进行测试，以确保测试是在受试设备耦合到了最大干扰射频能量的条件下进行的。

6.5.2.2 辐射发射测试。辐射发射测试与辐射敏感度测试是类似的。同样地，受试设备的尺寸必须在如前面所描述的测试区域之内，此时，来自受试设备的辐射发射耦合到 GTEM 小室中并以 TEM 模式传播。将合适的电压或功率和频率测量仪器连接到同轴连接器以精确测量受试设备辐射发射信号的特性，也可以改变受试设备的指向，从而测得不同指向所对应的辐射发射特性。

像进行辐射敏感度测试一样，此时也要适当选取测试仪器的响应时间以确保测试仪器能够对来自受试设备的辐射发射信号进行检测和响应。

可以使用与 6.3.2 节中所描述的数学式类似的式子来对测试结果进行解释，在市场上也有一些能够将测试数据转换为距离受试设备 3m 或 10m 处的辐射发射的商用计算机程序，这个计算和数据的转换能够将受试设备的辐射发射特性与通常在距离受试设备 3m 或 10m 上所规定的辐射发射性能标准进行比较。

6.5.3 与开阔试验场地测试结果的比较[16]

GTEM 小室提供了一种能够替代开阔试验场地的较为低廉的电磁兼容性测试方法，所以人们关心开阔试验场地（OATS）和 GTEM 小室测试方法的比较，表6-3给出了比较的结果。测试时使用了工作频段为400MHz～1000MHz的可调偶极子天线，为了进行下至50MHz的低频测试，给偶极子天线加装了一个短偶极子以提高其长度。在 OATS 中，使用这些偶极子天线在水平极化方向上进行了标准测试，在 GTEM 小室中，在三个互相正交的方向上进行了电压测试，计算机软件将 GTEM 小室中的测试结果转换为场强数据。表6-3中的测试结果显示 OATS 到 GTEM 小室在50MHz～1000MHz的频段范围内的平均差为－1.5dB，标准偏差为2.6dB。对于在较窄的频段内使用谐振偶极子天线的独立测试序列，OATS 和 GTEM 小室测试的比较结果显示其在400MHz～1000MHz的频段范围内平均差为－1.21dB，标准偏差为1.52dB。第三个比较是对一台个人计算机进行的辐射发射测试，结果显示在140MHz～320MHz的频段范围内平均差为1.9dB，标准偏差为1.4dB。

143

表6-3 OATS 和 GTEM 小室测试的比较

频率 (MHz)	OATS 场强 (dBμV/m)	GTEM 场强 (dBμV/m)	差值 (dB)
50.0	45.8	45.0	−0.8
100.0	69.3	73.1	+3.8
200.0	88.5	84.4	+4.1
230.0	96.0	88.7	+7.7
250.0	92.7	91.9	+0.8
300.0	99.8	97.3	+2.5
400.0	100.3	100.5	−0.2
500.0	101.3	100.7	+0.6
600.0	98.3	98.1	+0.2
700.0	99.7	96.8	+2.9
800.0	99.8	99.5	+0.3
900.0	100.2	97.3	+2.9
1000.0	99.6	97.3	+2.3

注：摘自参考文献［16］。

6.6 测试设施的比较

在本章中，我们研究了四种进行受试设备的辐射发射（RE）测试和辐射敏感度（RS）测试的方法，每一种方法都有其独特的优势特征和应用上的局限，所以要针对

不同的情况使用这些方法。

6.6.1 暗室

微波暗室的优势在于其能够提供 RE 或 RS 测试所需的 100dB 量级的外部电磁环境隔离度，且已经有能够对暗室中的测试结果进行解释的较为完备的计算和试验技术。微波暗室通常用于诸如 MIL-STD-461/462（见第 15 章）的军用标准符合性测试，也可用于诸如 FCC、VDE 等（见第 15 章）的民用标准测试。

微波暗室中的有效测试空间受到静区尺寸的限制，静区中的电场是高度均匀的，从而，受试设备的尺寸就受到微波暗室尺寸的限制。微波暗室及其连带的对受试设备进行定位和定向的精密机械设备和测试天线对于 RE 和 RS 测试来说是相当昂贵的。微波暗室的测试精度也由于它不能提供一个 RE 和 RS 测试所需的真实的自由空间环境而有所限制。

使用微波暗室进行测试的三个重要的方面是暗室自身、天线和天线与受试设备的物理定位装置、天线和发射机（RS 测试）或接收机（RE 测试）之间的功率或信号传输能力。在这些测试中，在 500MHz 以下的频段使用末端开口的矩形波导作为测试天线，500MHz 以上的频段则使用锥形标准增益喇叭天线，这两种天线都在视轴上能产生一种可计算的线极化电场，对于给定的频率和距离 d（m），增益为 G_t 的发射天线视轴上的电场强度 E（V/m）由式（6-25）给出：

$$E=\left(\frac{\eta_0 P_t G_t}{4\pi}\right)^{1/2}\times\frac{1}{d}=(30P_tG_t)^{1/2}\times\frac{1}{d} \tag{6-25}$$

其中 P_t 为提供给发射天线的净功率（W），η_0 为自由空间阻抗（$=120\pi\,\Omega$），d 为发射天线的口径中心点到天线视轴上场点之间的距离（m）。

在微波暗室中进行的测试必须在标准增益天线的视轴上进行，由于要求合适的发射天线在暗室中必须产生一个覆盖测试样机所占区域的平面波，所以在暗室中测试样机的尺寸就受到了限制。

微波暗室通常用来进行 200MHz～10GHz 的 RE 和 RS 测试，当可用测试区域的尺寸与测试频率对应的波长可比拟时，或当装有吸波材料的墙面的反射作用不可忽略时，低频段的测试就会受到限制，有些情况下装有吸波材料的暗室可以用于低到 30MHz 的测试。另外，除非装有吸波材料的墙面的吸波性能发生降级或者出现了仪器短缺或精确定位的问题，微波暗室的测试频率是没有上限的。根据 NIST 已经公开的报告，在其微波暗室中已经进行了高达 40GHz 的测试。

微波暗室的建设要从屏蔽室开始，在这个阶段，需要特别注意一些事项以得到大约 100dB 的屏蔽室内外电磁环境隔离度。IEEE 标准 299 中所规定的一些测试步骤可以用来测试屏蔽效能[17]。然后，在暗室的内部墙面上安装 6.2.1 节中所描述的锥

形泡沫吸波材料以减少暗室内的电磁能量反射，对于实现一个高性能的暗室来说这是非常重要的一步。为了提高暗室的性能，也曾经使用过单层和多层铁氧体瓦和铁氧体格栅作为吸波材料[18,19]。

根据要求的不同，微波暗室的造价也相差很大。建造一个与理论 NSA 最大偏差达 ±6dB 的 3m×6.7m×3m（W×L×H）的预兼容测试暗室大概需要 10 万美元，然而一个与理论 NSA 最大偏差为 ±3dB 的能够进行 10m 距离测试的 12m×19m×8.5m 的复杂微波暗室的造价大概为 150 万美元[19]。

145

6.6.2 TEM 小室

TEM 小室能够像微波暗室的屏蔽结构那样对外部的电磁环境进行隔离，所以它提供了一种引人注目的 RS 和 RE 的测试方法。另外，TEM 小室建造起来更便宜，且易于搬运。TEM 小室自身就是一个宽带测试设备（其带宽不会受到测试系统使用的天线的实际带宽限制），因为此时的 RE 或 RS 测试不需要使用天线，从而，TEM 小室尤其适用于宽带测试，比如 TEMPEST、瞬态、脉冲或扫频测试。标准矩形 TEM 小室可以用于产生与标准场一样精确的场强。TEM 小室自身就是一个能够产生测试电场的变换器，所以就无需附加天线了，从而也就不存在天线带来的 RE 或 RS 测试中场均匀性或线性相位响应的问题。在 TEM 小室中产生的场模拟了开阔空间中的平面远场，并且可以在几 μV 到几百 V 之间变化。然而，TEM 小室中的可用测试空间是有限的或比较小，所以其更适合模块、印制线路板或小型设备的测试。在有些国家，基于 TEM 小室的 RS 和 RE 测试正逐步应用到对汽车电子产品和诸如电视机或 VCR 这样的消费类电子产品的性能进行评估。在文献［1］中给出了用一个 2m×5m×7m 的 TEM 小室进行 14kHz～200MHz 的汽车整车测试和用一个 2m×2m×4m 的 TEM 小室进行电视机和 VCR 的 EMI 抗扰度测试的例子。

TEM 小室测试结果的解释需要特别注意，因为在小室中设备的特性可能与在自由空间中不太一样。另外，在 TEM 小室中，需要在不同的指向上对受试设备进行旋转和测试，以确保在 RE 测试中来自受试设备的辐射完全耦合到 TEM 小室的传输模式（或 RS 测试时 TEM 小室内的电场完全耦合到 EUT）。虽然 TEM 小室可以用于辐射发射测试，但它还没有成为一种电磁兼容界首选的辐射发射测试方法，这是因为 TEM 小室的结构导致驻波的存在，并且它还对有用的测试频率的上限有所限制。

6.6.2.1 实例。为了理解 TEM 小室的原理和应用限制，下面来研究一个最高工作频率为 1GHz 的 50ΩTEM 小室。

从式（6-3）可以看到 TEM 小室的特征阻抗 Z_0 为：

$$Z_0 = \frac{\eta_0 \varepsilon_0}{C_0} = 50\Omega$$

其中，η_0 为自由空间中的本征阻抗（$=120\pi\ \Omega$）。

所以，分布电容 C_0/ε_0 由下式得到：

$$\frac{C_0}{\varepsilon_0}=\frac{120\pi}{50}=7.536$$

TEM 小室的分布电容 C_0/ε_0 和 TEM 小室的尺寸 a、b、g 和 w 相关（见图 6-8）。从图 6-9 可以看到对于给定的 C_0/ε_0 有几组 a/b 和 a/w 的组合可供选择。另一方面，使用 $Z_0=50\Omega$ 的图 6-10 时，也有几组 b/a 和 g/a 的组合可供选择。每一组比值的组合都能够形成一个不同尺寸的 TEM 小室结构设计方案，但它们的特征阻抗都为 50Ω。实际上，就目前的情况而言，使用图 6-10 给出的数据更为方便。所以，如果我们选择 $b/a=0.67$，那么在 $Z_0=50\Omega$ 时所对应的 g/a 的值就为 0.27。 146

TEM 小室的最高设计工作频率为 1GHz（或波长为 30cm），但是 a 的取值还是比较灵活的。取宽度值 $2a=18\text{cm}$（这个值大约是工作频率为 1GHz 的标准波导的宽度），从而有（根据图 6-8）：

$$2a=18\text{cm}, 2b=0.67\times18\approx12\text{cm}$$
$$g=0.27\times9=2.43(\text{约为 } 2.4\text{cm})$$
$$2w=13.2\text{cm}$$

对于图 6-19，$w/a=0.73$ 时，以下条件成立：

TE_{10} 模的截止波长为 36cm

TE_{01} 模的截止波长大约为 44cm。

通常，对于一个 TEM 小室而言，其两端锥形段的长度至少为小室长度的一半（通常为四分之三波长）。从而，TEM 小室的全长大约为 32cm，根据 6.3.3.1 节的讨论，受试设备的最大允许尺寸大约为 2cm×4.4cm×6cm。

6.6.3 混响室

由于混响室能够对外部电磁环境进行良好的隔离，所以用它进行 RS 或 RE 测试还是具有优势的。混响室的造价相对较低，并且能够产生有效的场变换，使得在高场强下进行 RS 测试成为可能。另一方面，要将混响室中的测试与真实的工作条件联系起来是有难度的，并且极化特性也无法保持。

通过在封闭空间中（屏蔽室内）使用模式搅拌器，混响室能够真实地模拟自由空间条件。混响室的数据较为密集且低频工作受限（通常在 200MHz 以上使用）。MIL-STD-461E 也推荐使用混响室进行 RS/RE 测试。

6.6.4 GTEM 小室

GTEM 小室力图能够解决传统的 TEM 小室存在的频率和尺寸受限的问题。然而，GTEM 小室建造起来更为复杂，也更为昂贵。GTEM 小室的隔板和锥形波导段都端接匹配终端，从而能够基本消除本章中所提到的其他几种测试系统所固有的反射和谐振现象。目前，GTEM 小室及其能够对测试结果进行解释的计算机程序可以[147]实现产品的快速测试。GTEM 小室测试可以在实验室中使用，也可以用于产品生产阶段的质量控制。与微波暗室相比，在进行辐射敏感度测试时，GTEM 小室只需较小的功率就能产生同样的场强。使用 GTEM 小室进行的测试与开阔试验场地测试的数据是紧密联系的。对于从几 kHz 到几 GHz 的辐射发射测试和从几 Hz 到几 GHz 的辐射敏感度或抗扰度测试，GTEM 小室可适用于军用标准和诸如 FCC 15、VDE 和 IEC801[1]（见第 15 章）的民用标准的符合性测试。

在 GTEM 小室中的测试提供了一种较为低廉的开阔试验场地测试的替代方法，有几项研究（比如，见参考文献［20］~［22］）也表明在较宽的频率范围内两种测试是有紧密联系的。然而，仍必须注意确保这两种测试中受试设备的方向（即指向）是一致的。另外，也要遵守在 OATS 和 GTEM 小室测试中有利于减小误差和提高准确度的注意事项。

6.6.5 测试不确定度

在 EMI/EMC 测试中如何减小测试误差和不确定度是一个相当重要的研究课题[23]。这项研究对于本章中描述的四种测试设施和第 5、7、8 章中所描述的测试方法都是同等重要的。EMI/EMC 测试包括了微弱信号电平的精确度测试，它通常要受到测试仪器的限制。为了减小测试误差，首先要特别注意测试环境、一些注意事项以及测试设备和天线等附件的校准，这对于获得不同测试场地间的联系也是十分重要的。一些案例表明在不同的测试场地测出了不同的结果，这是不能接受的。在规定了 EMI/EMC 性能限制的国家（见第 15 章），EMI/EMC 标准化和规范化的国际发展趋势将更加强调测试不确定度的减小、测试精度的提高和测试结果的场地重复性。

参考文献

1. M. T. Ma and M. Kanda, "Electromagnetic interference metrology," NBS Technical Note 1099, National Bureau of Standards, Boulder, July 1986.

1. IEC801 已经被 IEC61000-4 系列所取代。——译者注

2. D. A. Hill, M. Kanda, E. B. Larsen, G. H. Kopke, and R. D. Orr, "Generating standard reference electromagnetic fields in the NIST anechoic chamber, 0.2 to 40 GHz," NIST Technical Note 1335, National Institute of Standards and Technology, Boulder, Mar. 1990.
3. M. L. Crawford and J. L. Workman, "Using a TEM Cell for EMC measurements of electronic equipment," NBS Technical Note 1013, National Bureau of Standards, Boulder, 1981.
4. M. T. Ma, M. Kanda, M. L. Crawford, and E. B. Larsen, "A review of electromagnetic compatibility/interference measurement methodologies," *Proc. IEEE*, Vol. 73, pp. 388 – 411, Mar. 1985.
5. F. R. Hunt, "Electromagnetic susceptibility measurements with a TEM cell," ERB – 992, National Research Council, Ottawa, July 1986.
6. M. L. Crawford, "Improving the repeatability of EM susceptibility measurements of electronic components when using TEM Cells," in *Society of Automotive Engineers International, Congress and Exposition*, 0148 – 7191/83, Paper 830607, pp. 1 – 8, 1983.
7. M. L. Crawford, "Generation of standard EM fields using TEM transmission lines," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC – 16, pp. 189 – 195, Nov. 1974.
8. J. C. Tippet, "Modal characteristics of rectangular coaxial transmission line," Ph. D. dissertation, University of Colorado, Boulder, 1978.
9. J. C. Tippet, and D. C. Change, "A new approximation for the capacitance of a rectangular coaxial strip transmission line," *IEEE Trans Microwave Theory and Techniques*, Vol. MTT-24, pp. 602 – 604, Sept. 1976.
10. P. Carona, G. Latmiral, E. Paolini, and L. Piccioli, "Use of a reverberating enclosure for measurements of a radiated power in the microwave range," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-18, pp. 54 – 59, May 1976.
11. J. L. Bean and R. A. Hall, "Electromagnetic susceptibility measurements using a mode stirred chamber," in *IEEE International Symp EMC*, pp. 143 – 150, 1978.
12. B. H. Liu, D. C. Chang, and M. T. Ma, "Design consideration of reverberating chambers for electromagnetic interference measurements," in *IEEE International Symp EMC*, pp. 508 – 512, 1983.
13. D. I. Wu and D. C. Chang, "The effect of an electrically large stirrer in a mode stirred chamber," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC – 31, pp. 164 – 169, May 1989.
14. D. Koenigstein and D. Hansen, "A new family of TEM cells with enlarged bandwidth and optimized working volume," *Proc. 7th International Zurich Symp on EMC*, Zurich (Switzerland), pp. 127 – 132, Mar. 1987.
15. D. Hansen, H. Garbe, P. Wilson, and D. Konigstein, "A broadband alternate EMC test chamber for RS and RE measurements in standards compliance testing—critical review of established procedures," *Proc. International Conference on EMC*, Bangalore (India), pp. 85 – 89, Sept. 1989.
16. J. D. M. Osburn, "Radiated emissions test performance of the GHz TEM cell," *EMC Test and Design*, pp. 34 – 37, Jan. -Feb. 1991.
17. *IEEE standard Methods for Measuring the Effectiveness of Electromagnetic Shielding Enclosures*, IEEE standard 299, The Institute of Electrical and Electronic Engineers, 1998.
18. F. Mayer, T. Ellam and Z. Cohn, "High frequency broadband absorbing structures," *Proc. IEEE International Symp EMC*, pp. 894 – 899, 1998.
19. R. Bonsen, "Building a semi-anechoic chamber: an overview," *Interference Technology Engineers Master* (I-TEM), p. 127, 1999.
20. P. Wilson, "On correlating TEM cell and OATS radiated emission measurements," *IEEE Trans* EMC,

148

Vol. *EMC* 37, pp. 1 – 16, Feb. 1995.

21. S. Kim, J. Nam, H. Jeon and S. Lee, "A correlation between the results of the radiated emission measurements in GTEM and OATS," in *Proc. IEEE International Symp EMC*, pp. 1105 – 1110, 1998.
22. S. Clay, "Improving the correlation between OATS, RF anechoic room and GTEM radiated emission measurements for directional radiators at frequencies between 150 MHz and 10GHz" in *Proc. IEEE International Symp EMC*, pp. 1119 – 1124, 1998.
23. B. Archambeault and C. E. Brench, "Reducing measurement uncertainties in EMC test laboratories," ITEM, p. 172, 1999.

习题

1. 为每个问题选取最合适的答案：

（1）在使用微波暗室进行精确的 EMI/EMC 测试时，必须确保

149

A. 必须知道在测试频率上测量天线的精确天线系数

B. 微波暗室墙面、地板和天花板上的吸波材料必须完全吸收入射到上面的射频能量

C. 必须精确地知道发送到天线的净功率

D. 以上都是必须保证的

（2）对于在 600MHz 频率上辐射 0.492W 功率的半波偶极子天线，在距天线视轴 10m 距离处一点的场强为

A. $\sqrt{0.492}\times 120\pi$ V/m　　B. $\sqrt{0.492}$V/m

C. 0.492V/m　　D. $-\sqrt{0.492}$V/m

（3）考虑一个 18cm 宽、12cm 高、矩形段长度为 20cm 的 50ΩTEM 小室，由 100mW 的射频功率激励。假设其隔板厚度可忽略，输入端的反射系数为 0.1，TEM 小室内的场强大约为

A. 35 V/m　　B. 17.5V/m

C. 0.35 V/m　　D. 59mV/m

（4）一个高性能的 GTEM 小室

A. 不确定是否支持（维持）驻波

B. 在小室的锥形段产生驻波

C. 其性能应该与是否存在驻波无关

D. 不维持（支持）GTEM 小室中电磁场产生的驻波

2.（1）描述并解释以下情况所对应的工作频率的高端和低端限制

（i）尺寸大概为 6.7m 宽、8.53m 长和 4.88m 高的微波暗室

（ii）尺寸大概为 1.2m × 1.2m × 2.4m 的 TEM 小室

（2）给出以上情况所对应的大概测试频率范围和测试样机（EUT）的尺寸限制。

3.（1）计算工作在 150MHz、200MHz 和 250MHz 的尺寸为 $p=2.74$m, $q=3.05$m, $r=4.57$m的混响室的全部模式数量

（2）在 150MHz、200MHz 和 250MHz 频率上，计算一个体积相等但尺寸发生如下变化的混响室的全部模式数量

（i）$p=2.17\text{m}$，$q=r$

（ii）$p=q=r$

（3）以上三种混响室结构（不等边、正方形截面或正方体）中哪种产生的模式数量最多？哪种结构具有最大的简并度（模式最少）？

（4）对于混响室来说，以上哪种结构是最优的，为什么？

4. 使用一个 TEM 小室在 1GHz ~ 10GHz 之间进行测试

（1）根据图 6-8b，a、b、w 和 l 的可能值为多少？

（2）在这个 TEM 小室中受试设备的最大尺寸为多少？

5. 判断以下表述是否正确

（1）GTEM 小室是介于微波暗室和 TEM 小室之间的一种混合方法。

（2）在保证基本优势的同时，GTEM 小室还解决了 TEM 小室尺寸和频率。 150



第7章　传导电磁干扰测试

7.1　引言

在第2、3章我们已经注意到电力输电和配电线上的标准正弦波形经常被多种瞬态和其他干扰所破坏。它们来自诸如闪电和雷暴的自然噪声源以及多种工作中的电子和电气设备。这些干扰或发射会沿着很长的电力线从发生源传导到与相同的电力线连接的其他设备。实际上，这会产生传导电磁干扰（传导EMI）。类似地，信号和控制电缆也作为传导EMI的载体。

传导EMI的测试需要将周围的电力线噪声与受试设备（EUT）所发出的噪声隔离，这一步对于确保测量到的干扰全部为EUT所发出的干扰是很必要的。在进行传导干扰测试时，需要使用一些网络，尤其是用来为EUT提供这种“纯净”电源的网络。在这部分内容中，深入理解主电源上的瞬态和其他干扰的特性以及将其与EUT的电源进行隔离的方法是非常重要的。

在本章中，我们将阐述并讨论以下几点：

- 电力线传输的瞬态和其他干扰，它们的特性和测试方法
- 来自电子或电气设备的传导EMI（电力线或信号线）的测试步骤
- 检验受试设备对传导EMI抗扰度的步骤

7.2　传导电流/电压的特点

7.2.1　共模与差模干扰

通过电力线传输的电磁干扰可以分为两类：共模电流/电压和差模（或正常模式）电流/电压。共模（CM）干扰定义为在任意（或全部）载流导线和参考地之间的无用电位差，差模（DM）干扰则定义为在任意两条载流导线之间的无用电位差。从而，根据图7-1a所示的三条导线，共模电压 V_c 和差模电压 V_d 由式（7-1）和式（7-2）给出：

$$V_c = (V_{PG} + V_{NG})/2 \quad (7\text{-}1)$$

$$V_d = (V_{PG} - V_{NG})/2 \tag{7-2}$$

V_{PG}和V_{NG}分别为相线和地线间的电压以及中线和地线间的电压。如果用电流表示，共模干扰电流从源出发并流经相线和中线，最后通过地线从负载回到源。差模干扰电流则从源出发流经相线，最后通过中线从负载回到源，反之亦然。

为了解释这个概念，图7-1b显示了一个平衡电路，发送和接收变压器线圈都有一个接地中心抽头，两个接地端没有用金属导线相连接。如果干扰电压同时耦合到两条导线，电压表V_1就不会读到电压差，而V_2则可以，这就是共模干扰。另一方面，如果干扰电压只耦合到了图7-1c中的一条导线上，电压表V_1和V_2都会读到电压差，这就是差模干扰。

152

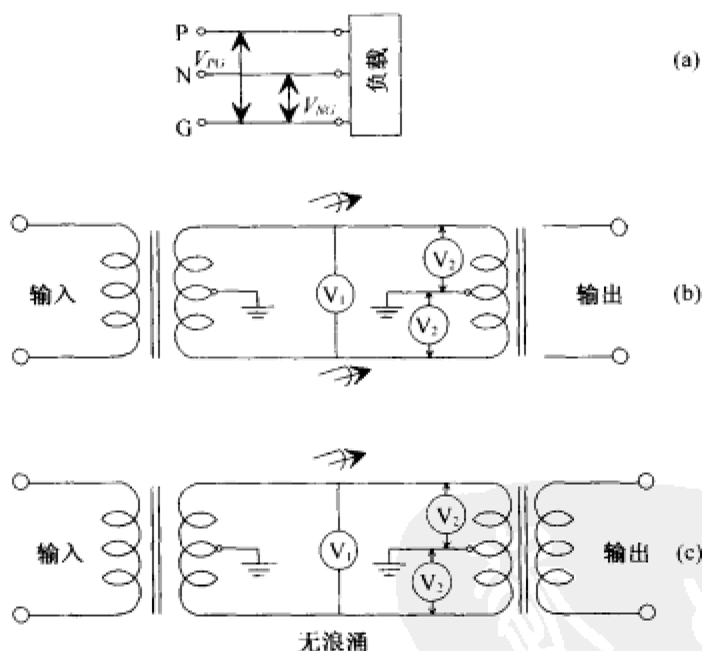


图7-1 共模和差模干扰

7.2.2 共模与差模干扰举例[1]

共模和差模干扰的产生机理是不同的。对于测试和设计解决电磁干扰问题的方法来说，理解其产生机理非常有用。

考虑图7-2a所示的电路，理想情况下电力线上传输的共模干扰Ⓐ会由隔离变压器阻断，然而，这个干扰所产生的电磁场或其他源产生的强电磁场会在隔离变压器的次级（或输入端）上耦合（电耦合或磁耦合）并感应出一个共模干扰Ⓑ。通常这

153 种耦合效果是由初级和次级线圈之间的分布电容引起的（静电耦合）。来自其他设备的地电流也会将共模干扰Ⓒ。耦合到地线上去。第三例共模干扰Ⓓ来自设备和由单独电源供电的其他外围设备或支持设备之间的信号/控制电缆。最后一例共模干扰则提供了一个额外的接地回路和取决于全系统配置和接地系统阻抗的感应干扰。

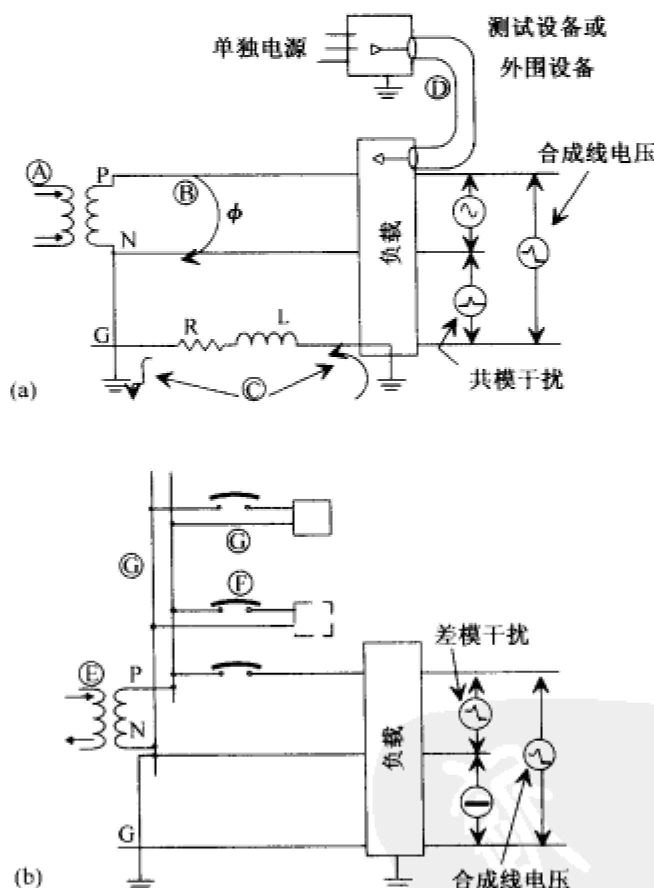


图 7-2

（a）共模；（b）差模干扰的实例

注：摘自参考文献[1]。

在复杂的系统中，比如计算机装置，实际上由于涉及较宽的频带和复杂的线路谐振，很难得到相等的地电位。此时就需要在工程上认真解决这个问题，可以采取浪涌保护、合适的电缆接地以及光纤的数据和信号连接等措施。

图 7-2b 显示了差模干扰。电源线上引入的干扰Ⓔ能够通过磁耦合方式耦合到隔离变压器的次级（输入）。其他负载Ⓕ或本地系统内设备的开关也会感应差模干扰或

瞬态干扰。负载的开关还能够引起电力线©上源阻抗的变化，从而在本地电力线或母线上产生干扰。

7.3 电力线上的传导电磁噪声

一些国家使用的低压（不大于1000V）电力线为三相线。举例来说，在北美，三相线分别为火线（相线）、中线和安全地线。在每个进线口，中线和地线都是连到一起的，连接到电力线上的设备/仪器和电气地的实际位置之间的距离是有限的，或者很小。在这种情况下，共模浪涌和干扰要比差模干扰小。在双线制的配电网中，中线和地的连接点要离建筑物的进线口很远，此时，共模干扰要比差模干扰更为显著。

7.3.1 电力线上的瞬态干扰

来自自然电磁现象和多种设备工作所产生的瞬态或其他干扰会耦合到电力线上。最常见的自然现象闪电能够通过直接电击或电击到周围的结构上将瞬态干扰感应到高架供电线上（见第2章）。设备的机械操作，诸如本地负载上电、重型电气设备的开启和关闭、发动机启动、弧焊以及工业起重机的操作能够将大量的瞬态干扰感应到电力线上（见第3章）。

瞬态干扰能够出现在交流电力线上，此时它表现为相线和中线之间、相线和地线之间或中线和地线之间的瞬时电压差。这种电力线上瞬态干扰的综合测试方法及其特性分析不属于本章讨论的内容。这里只从有限的角度来熟悉一下电力线上传导瞬态干扰定量测量的基本技术。监测或测量这些瞬态干扰所选用的仪器[1]取决于测量的目的。所以，在某些应用上，需要知道比如实际瞬态电压峰值之类的个别参数或瞬态电压超出特定阈值的情况。另一方面，目前的一些监测设备和监测技术能够实现以时间为函数的电压波形的监测和连续记录。 154

在一个简单的配置中[2]，具有一对电压探头的数字示波器能够用来测量相线和地线之间的电压 V_{PG} 以及中线和地线之间的电压 V_{NG}。在探头的选用上要格外注意，必须保证每个探头的时间响应函数能够对瞬态电压或干扰的预期上升时间做出精确的响应。当探头检测到一个瞬态信号时，示波器就会触发，所采集到的数据也会送进计算机进行存储和处理。为了得到可靠的数据，示波器本身和探头都应该有足够的工作带宽，并且能够以预期的采样率检测到瞬态电压。当预计瞬态电压较高时，可以使用一个经过合适且精确地校准的分压器来对电力线上的电压进行采样。

还有其他一些能够记录瞬态电压或浪涌数据的有效方法和仪器，比如使用能将瞬态值转换为数字值的数字峰值记录器，这些数字值存放在缓冲存储器中以便日后回放和打印以进行分析。通常，记录器能够记录峰值电压的信息，也能够记录瞬态

干扰的驰豫时间和上升时间。还有其他一些更复杂的测量仪器，比如数字存储示波器和/或数字波形记录器，前者将瞬态电压或浪涌数字化并存储到移位寄存器中以便回放和分析，而后者通过使用附加的信息和数据处理设备就能够像数字存储示波器那样将瞬态干扰数字化并存储起来。所以，根据所需信息的形式（峰值电压、上升时间、瞬态干扰驰豫时间、以时间为函数进行事件记录等），可以选取适当的设备来监测电力线所提供的电源的纯净度。

在参考文献［3］中还描述了一种构成宽带网络的更为复杂的电压探头，它能够监测几百 Hz 到远高于 20MHz 的频率范围内的干扰。在此电路中，一个陡峭边缘响应高通滤波器和一个高频逾越分流线路并联。

7.3.2　低压交流线上浪涌信号的传播

沿着电力线传播的电压/电流浪涌和它们的表现已经成为一项重要的研究课题，目前的研究成果[4]如下：

（1）对于由闪电或负载开关产生的典型的电压或电流浪涌，如果电力线足够长，可以包含浪涌的前端，那么它们在配电线上的传播就可等效为经典传输线模型。此时，传输线的特性阻抗 Z_0 或是浪涌阻抗可由式（7-3）给出：

$$Z_0 = \sqrt{L/C} \tag{7-3}$$

155

其中，L 和 G 分别为每单位长度传输线上的电感和电容。

（2）在许多实例中，Z_0 并不是一个重要的参数，脉冲的频谱和频谱中关键频率上的线阻抗才是精确分析所需考虑的两个重要参数。进行此项考虑还需要知道网络的复（实部和虚部）阻抗，它与线路结构的分布电阻、电感和电容相关。

（3）在对瞬态干扰和浪涌效果的研究中，或在浪涌保护评估的测试中，与电力线频率相关的浪涌计时是很重要的。

（4）测试标准所要求的纯净的测试波形要能够得到可重复的结果，这些波形与现实中存在的瞬态或浪涌波形并不完全一样，复杂的布线（在建筑物内或在设备内）会使纯净的波形发生变形。实际上，纯净测试波形（标准中所规定的）的产生和传输是很困难的。测试波形发生器所面临的复杂的线路电抗和阻抗（与受试设备相关）能够引起测试波形的变形。然而，如果事先对测试波形、测试配置和其他细节达成共识，这并不会影响测试结果的一致性。

（5）在线路和系统中的隔离电源变压器可以作为接地隔离器或地回路阻断器，如果它们次级上的匹配并联负载不与它们的串联电抗连接，它们就不能提供一个明显的线-线的瞬态干扰衰减。图 7-3 说明了这一点，在1∶1的隔离电源变压器上的振铃型瞬态干扰的上升时间为0.5μs，峰值电压为6kV，振铃频率为100kHz。如果变压

器的输出端开路，6kV 的输入瞬态干扰在输出端就变为 7kV 了。当输出端连接一个 150Ω、100W 的负载时，输出波形的峰值为 3kV，当输出端连接一个 1500Ω、10W 的负载时，输出端的峰值电压比输入端的 6kV 稍高一些。

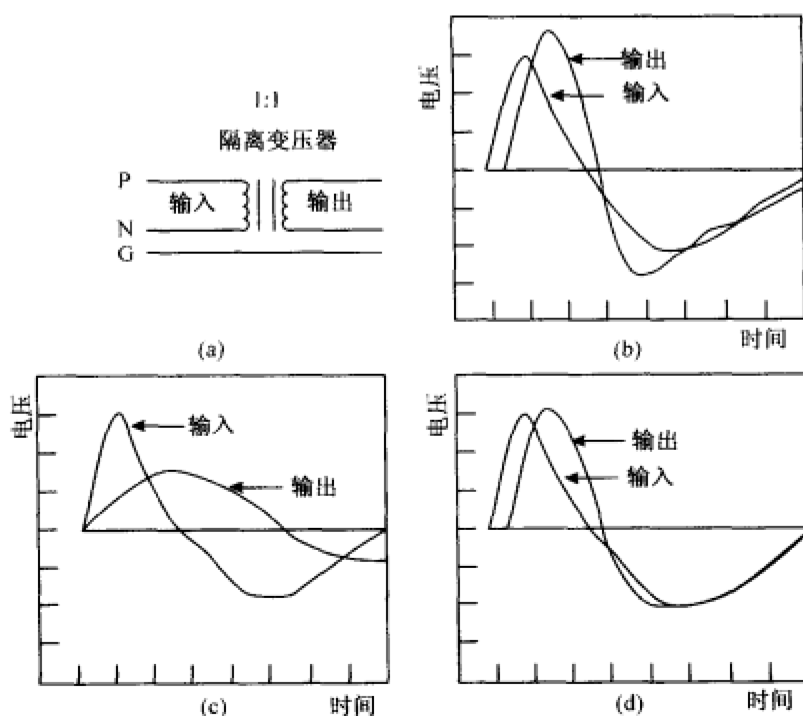


图 7-3　峰值为 6kV，上升时间为 0.5μs 的瞬态电压的传播

(a) 1:1隔离变压器；(b) 输出终端开路；(c) 输出终端接 150Ω、100W 的负载；(d) 输出终端接 1500Ω、10W 的负载三种情况下工作

注：摘自参考文献[4]。

7.3.3　舰船与飞机上的传导电磁干扰

在已出版的文献中，可获得 EMI 在以地面为参考的电力线上引起瞬态电压的大量信息和重要数据。然而，很少有文献涉及船只和飞机的传导 EMI，这可能是因为此类信息包含了大量的军事和商业秘密。至少有 3 个原因可以说明船只和飞机平台的传导 EMI 非常重要并值得重视。首先，通常来说船只或飞机上的涡轮和发电机都是噪声源，它们会产生大量的瞬态和其他干扰。其次，这些平台上使用的电缆束和集成数据总线能让传导 EMI 有更多的机会耦合并传送到其他信号和数据线上。最后，随着诸如线传飞控等数字技术在这些平台上的大量应用，即使相对值较低的传导 EMI 也会引起误差信号，并使电路和设备发生故障。

156

7.4 设备的传导电磁干扰

从以上的讨论可以明显看到，对于受试设备（EUT）的传导 EMI 测试需要遵循一些注意事项和测试步骤。首先，需要对来自电力线的输入电磁噪声和其他干扰进行有效隔离，以保证它们不会影响 EUT 传导 EMI 的测试结果；其次，EUT 也可能产生噪声，这些噪声会沿着信号线传播；最后，EUT 产生的电磁噪声能够作为共模噪声或差模噪声出现。所以，有必要对测试配置进行认真的设计以保证测得有效的传导发射分量。

7.4.1 传导电磁干扰的测试设备

7.4.1.1 线性阻抗稳定网络。在测量 EUT 的传导 EMI 时，一般要像图 7-4a 那样将线路阻抗稳定网络（LISN）连接到电源和 EUT 之间。LISN 的作用有两个：首先，LISN 为 EUT 的电源输入端在高频提供了一个限定好的标准阻抗，从而来自诸如负载开关等因素引起的电源线阻抗变化能够与 EUT 有效隔离；其次，电源线上的任何无用输入电磁干扰都可由 LISN 滤除，这样可以保证提供给 EUT 的电源是“纯净”的。LISN 也叫做人工电源网络，它是一个三端口网络，如图 7-4b 所示，端口 1 连接到电源，端口 2 连接到 EUT 的电源输入端口，端口 3 则端接标准 50Ω 终端负载，或者连接用来测量传导发射的输入阻抗为 50Ω 的射频噪声计。图 7-5 给出了 EUT 端口处 LISN 的标准阻抗特性。根据 ANSI C63.4 标准[5]，在 10kHz～30MHz 的频率范围内，LISN 的阻抗特性要求在图 7-5 所示的阻抗特性的 +30% 和 -20% 之间。根据 CISPR-16 标准[6]，在 10kHz～1MHz 频率范围内，LISN 的阻抗特性在图 7-5 要求的 ±20% 之间。在某些应用中，可能会要求 LISN 在更宽的频带内呈现出标准的阻抗特性。

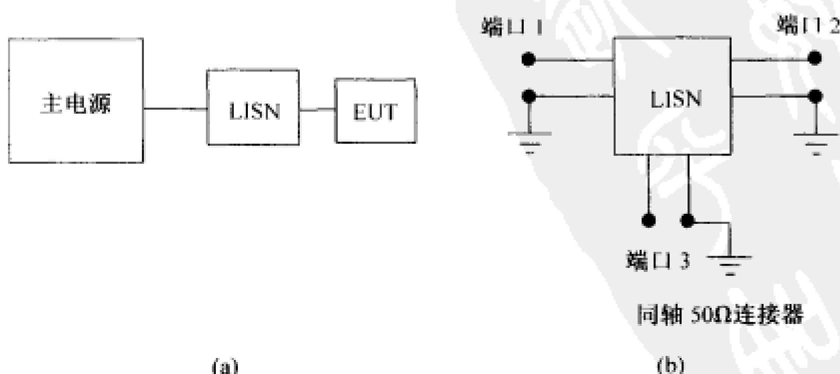


图 7-4
（a）测试配置中 LISN 的摆放；（b）LISN 的三个端口

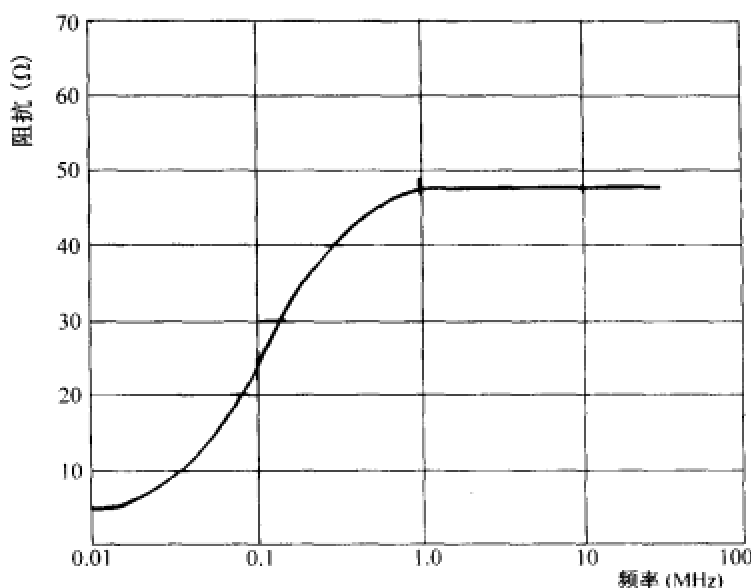


图 7-5 EUT 端口的 LISN 阻抗特性

图 7-6 所示的网络可以呈现图 7-5 中的阻抗特性。要得到所需的阻抗特性，还有一些替代的电路形式。当需要使用 LISN 来在较窄的频带，比如 150kHz ~ 30MHz 内提供所需的阻抗特性时，可以使用一些较简单的电路。相反地，当需要使用 LISN 在较宽的频带内提供所需的阻抗特性时，有多种复杂的电路可供选择。在搭建图 7-6 所示的网络时如果足够细心和注意，就能够达到图 7-5 阻抗特性的要求。一个 LISN 单元可以包含一个或多个独立的 LISN 电路。通过测量插入损耗和阻抗可以在感兴趣的频带内对 LISN 进行合适的校准，这样使用 LISN 进行的测试能够反映真实的传导 EMI。

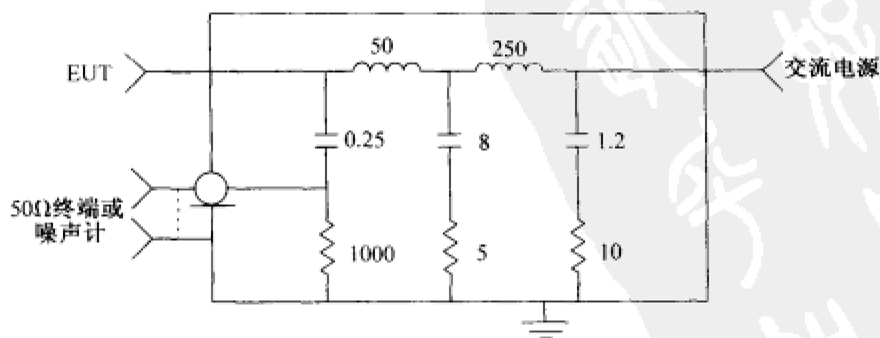


图 7-6 LISN 电路举例（电感单位为 μH，电容单位为 μF，电阻单位为 Ω）
注：摘自参考文献〔5〕。

7.4.1.2 电压探头。另一种能够进行射频噪声电压测量的设备是电压探头 158

（VP），其电路结构如图7-7所示。电阻 R 的计算如式（7-4）：

$$R + R_m = 1500\Omega \tag{7-4}$$

R_m 为射频噪声计的输入阻抗。从而真实的传导EMI电压 V_i 与由射频噪声计所测得的电压 U_i 的关系如式（7-5）：

159

$$V_i = \frac{1500}{R_m} \times U_i \tag{7-5}$$

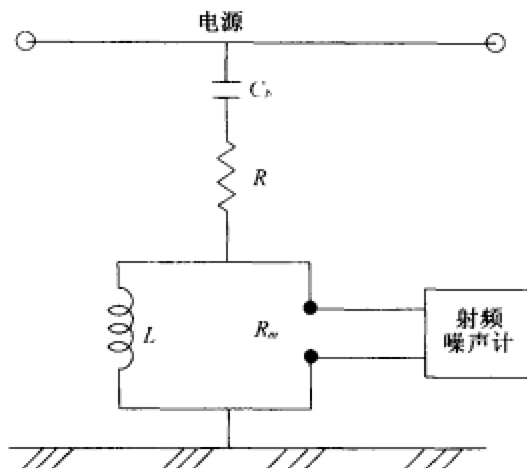


图7-7　电压探头的电路原理图（$R + R_m = 1500\Omega$；$X_{Cb}1500$；$X_L \gg R_m$）

当LISN不具有足够的电流承受能力，或者测试场地无法满足复杂的测试配置时，可以使用VP来替代LISN进行测试。然而，在使用VP进行EUT的传导EMI测试时，必须确保（如有必要，可以插入一个合适的电源滤波器）任何来自主电源的传导EMI水平远低于（至少低于20dB）来自EUT的传导EMI。

在任意一对导线间，比如任一载流导线和地之间可以使用电压探头测量EMI噪声电压。在使用电压探头时，必须注意在主电源和电压探头之间或电压探头和EUT之间不能存在阻抗匹配，由此带来的测试误差是无法补偿的，也是不得不接受的。在对电压探头进行校准时，要适当考虑隔直流电容器 C_b 和任何可能用来保护测试设备不受危险过高电流破坏的电路的影响。

7.4.1.3　电流探头。电流探头（CP）是一种感应和测量EMI噪声电流的装置。电流探头要围绕载流导线以进行射频噪声电流测量（代替电压探头对射频噪声电压的测量）。电流探头也要进行适当的校准以将显示的结果与线上的电磁噪声电流联系起来。将CP围绕整个供电电缆以实现对共模传导EMI的测量，当CP只围绕一条导线时，它测得的是共模和差模传导EMI的矢量和。CP的构造必须确保其能与外部场

隔离，同时其也只对所围绕导线上的电流产生响应。电流探头通常放置在 EUT 和 LISN 之间，并尽可能靠近 LISN。电流探头的插入阻抗小于 0.5Ω，工作频率高达 50MHz 左右。

电流探头一般用在较低频段，此时的阻抗较小，干扰源基本上与电流源相似。 160

7.4.1.4 功率探头。功率探头（也称作吸收钳）用来在 30MHz ~ 300MHz 间进行传导 EMI 测试。图 7-8 给出了应用功率探头的原理。在一个吸收钳中，A 为围绕（钳在）电源连线（用来连接 EUT 和电源）的电流探头。装置 A 的作用就是一个 30MHz ~ 300MHz 间的电流变换器，它能够提供一个基于电源连线上干扰电流的输出。B 和 C 为铁氧体管，或是围绕电源连线和屏蔽连线的一系列的铁氧体环，其中屏蔽连线与测试设备相连。装置 B 和 C 围绕着导线并对导线上的电流在感兴趣的频段内进行衰减。功率探头（与测试设备相连）的输出要经过校准以准确指示电源连线上的传导 EMI 功率（在所需的频率范围内）。参考文献［7］描述了一种典型的功率探头，它的装置 B 和 C 分别使用了 56 和 60 个铁氧体环，电流变换器使用了 3 个这样的环，此功率探头的工作频段为 40MHz ~ 300MHz。

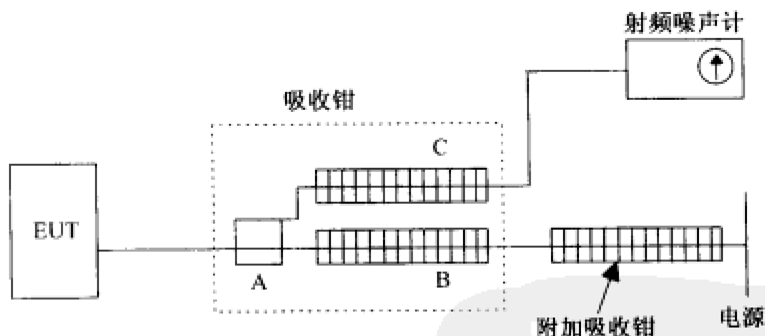


图 7-8 在 30MHz ~ 300MHz 间进行传导 EMI 测试的配置
注：摘自参考文献[6]。

频率在大约 30MHz 以上的干扰或信号能量通常通过辐射而不是传导方式传播。然而，当电源线已经进行了良好屏蔽以防止外部辐射被耦合进来时，电源线照样可以传导由设备传来的干扰电压。在电源电缆与 EUT 的连接点附近这种传导发射的强度最大，从而，功率探头可以放在这个位置进行测试；在每个频点上都要对探头的确切位置进行调节以得到最大的测量值。对受试设备来说，功率探头表现为一个阻值为 100 ~ 250Ω、电抗值不超过阻抗值 20% 的阻抗。

7.4.2 传导电磁干扰的测试配置

图7-9给出了能够对台式设备进行传导EMI测试的试验配置，其目的是对EUT

161 产生的并传导到电力线上的传导干扰进行测试。在某些特殊情况下，EUT 产生并传导到信号或控制线上的干扰也要进行测量。为确保测试结果的准确性和正确显示 EUT 真实工作条件下所产生的传导 EMI，必须遵守一些注意事项。以下给出了 ANSI C63.4-1992 标准所建议的一些典型的注意事项：

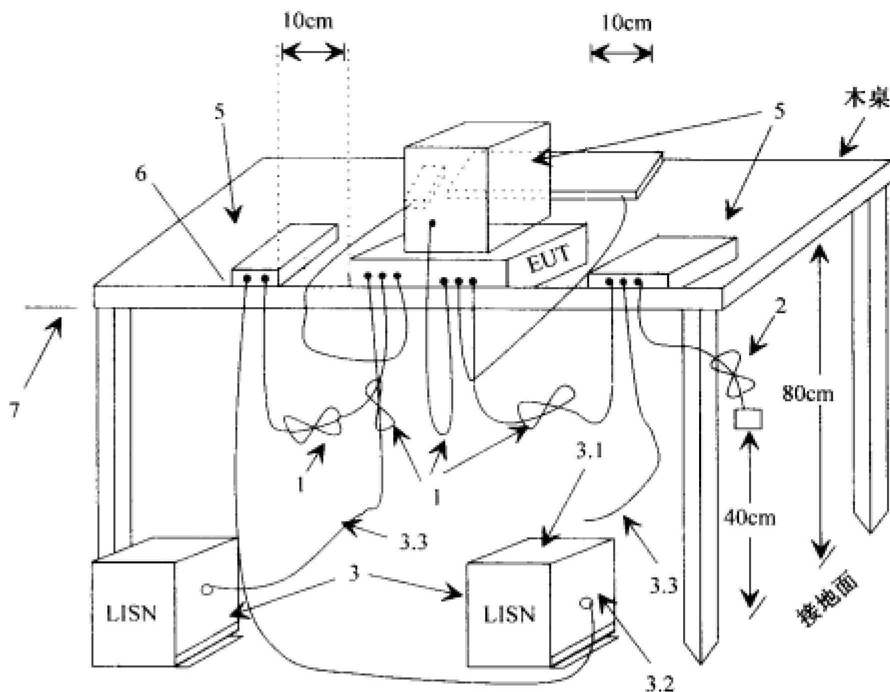


图 7-9 台式设备的传导 EMI 测试配置

注：摘自参考文献[5]。

图例：

1. 到地面距离小于 40cm 的互连电缆应前后对折，以形成一束 30～40cm 长并大概悬于地面和桌面中间的电缆。
2. 连接到外围设备的 I/O 电缆也要在其中间进行捆扎，如有需要，电缆的末端可能要端接合适的终端阻抗，其整个长度不能超过 1m。
3. EUT 与一个 LISN 相连。不用的 LISN 连接器应该端接 50Ω 负载。LISN 可以放在地面上或直接置于地下。
   3.1 其他所有设备都由第二个 LISN 供电。
   3.2 多孔插座条适用于非 EUT 设备的多路电源线。
   3.3 与 LISN 距离最近的 EUT 机架至少为 80cm。
4. 诸如键盘、鼠标等的手控设备的电缆必须尽可能靠近主机放置。
5. 对非 EUT 的部件进行测试。
6. EUT 的后部，包括外围设备，都应该与桌面的后部对齐。
7. 桌面的后部应该距离与接地面搭接的垂直导电墙面 40cm 远。

- EUT 及其互连附件的摆放必须尽可能与实际工作情况一致。为了确保传导发射测试的可重复性，系统电缆、电线的布线，包括电源线的布线，也是很重要的。在典型的测试配置中，它们的摆放也要尽可能按照实际工作的配置进行。 162
- 过长的电缆也要前后对折以形成图 7-9 所示的电缆束的形式。
- 当 EUT 是通过另外一台与电源相连的设备间接供电时，实际测试时也要按照相同的方式给 EUT 供电。传导 EMI 测试要在主设备上进行，分别在 EUT 工作与不工作两种状态下进行测试，以确定 EUT 的传导发射。
- 在测试配置中，EUT 应该按照单个设备的要求及其工作条件来进行接地。另外，LISN 可以隔离电源上的电磁发射（包括高频分量和宽带瞬态），所以也有必要将 LISN 的机壳搭接到电气地从而为噪声发射提供一个良好的低阻抗传播路径。如果无法实施直接搭接，可以在 LISN 下面放置一张 2m×2m 的金属板，然后通过低阻抗连接搭接到 LISN。金属板上不应该有尺寸超过感兴趣的最高频率所对应波长的十分之一的孔或缝。接地导电平面的边沿至少要超出置于其上的 EUT 0.5m。传导 EMI 测试中的 2m×2m 的金属板模拟了 EUT 下面的标准地。由于 EUT 和地之间的分布电容能够严重影响传导 EMI 的幅度级，所以在测试中放置 EUT 的桌子的高度也是标准的。此外，如果 EUT 在实际工作时不能与地进行物理连接（比如通常在木质桌面上放置的 EUT），那么在进行传导 EMI 测试时就要用合适厚度的绝缘材料将接地面与 EUT 进行隔离。
- 如果标准测试配置中对温度、湿度等没有明确要求，那么就必须在标准或规范的工作环境下进行 EUT 的传导 EMI 测试以保证测试的可重复性。
- 如果 EUT 没有与电源连接而是通过电池供电（内部或外部连接），那么电力线的传导发射测试就和这样的 EUT 无关。

对于一些实际情况，交流电源有可能受到传导 EMI 的严重影响，当这种干扰噪声级很高并有可能影响到使用了 LISN 的测试时，交流电源自身也需要进行合适的滤波，此时只要在交流电源和 LISN 之间加入一个电力线滤波器（见第 10 章）即可。在这种情况下，还要注意确保阻抗值不能受到影响。

虽然传导 EMI 测试及测试过程并没有明确要求必须在屏蔽室内进行，但仍建议在屏蔽室内进行传导 EMI 测试，且这个屏蔽室还要配备电力线滤波器以确保为 EUT 供电的交流电源不存在传导 EMI。 163

在验证试验中，通常有必要确定产生最大 EMI 发射幅度时 EUT 的工作频率和电线或电缆的位置，然后在这个位置上测量整个感兴趣频带内的 EUT 传导 EMI

一般通过 LISN 上的 50Ω 端口测量 EUT 的传导 EMI，此时 EUT 和支流电源分别连接到合适的端口。测试设备可以是一台输入阻抗为 50Ω 的射频噪声计或一台合适的接收机。传导 EMI 测试要在 EUT 电源输入端的每一条载流导线上进行。

如果EUT为落地设备，那么就要用图7-10所示的测试配置代替图7-9进行测试，其他的测试注意事项和测试过程则是与前面相同的。

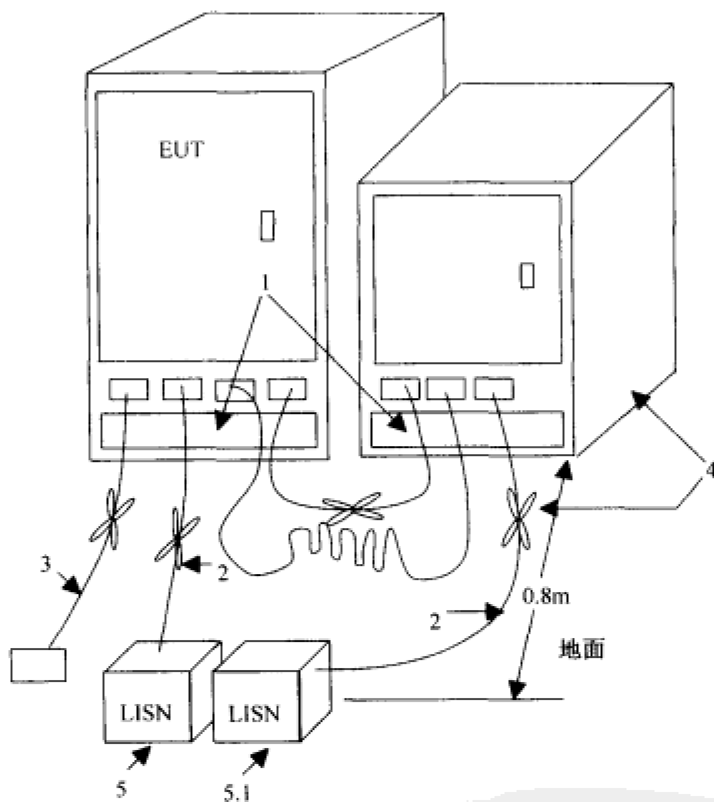


图7-10　落地设备的传导EMI测试配置

注：摘自参考文献［5］

图例：

1. 过长的I/O电缆应该在中间捆扎，若不可能实现捆扎，电缆就用蛇形走线方式。捆扎段的长度不能超过40cm。
2. 过长的电源线应该在中间捆扎，或缩短到适当长度。
3. 没有与外围设备连接的I/O电缆应该在中间捆扎，若需要，电缆的末端可端接合适的终端阻抗。若不可能实现捆扎，电缆就用蛇形走线方式。
4. EUT和所有的电缆都应该使用3~12mm的绝缘材料与地面隔离。
5. EUT与一台LISN相连，LISN可以放在地面上或直接置于地下。
   5.1　所有其他设备都通过第二台LISN供电。

ANSI C63.4要求在450kHz~30MHz范围内进行传导EMI测试以确定来自EUT电源输入终端（到电源）的线-地的射频噪声电压。一些特殊情况或其他标准可能会额外要求在更宽的频段内进行这项测试（比如在30Hz~450kHz之间或30MHz

以上)。

7.4.3 共模与差模干扰的测试

图 7-9 和图 7-10 所示的测试框图能够用于传导 EMI 测试，但却无法区分传导 EMI 的共模（CM）和差模（DM）分量，所测得的参数只是总的传导 EMI，也就是差模和共模分量的矢量和。在一些应用中，包括传导 EMI 抑制电路的设计，有必要将共模和差模分量区分开，并分别测得定量结果。

7.4.3.1 Paul-Hardin 网络。Paul 和 Hardin[8] 设计了一种针对测试的能够将传导 EMI 的共模和差模分量方便地分离开的电路，其基本结构如图 7-11 所示。这个电路的重要元件是两个高性能的直流隔离变压器（1∶1）T_1 和 T_2，其具有 10kHz ~ 50MHz 之间的平滑的频率响应和一个开关 S。开关 S 由两个同时工作的单刀双掷开关组成。开关 S 的目的是将终端 3 到 5 或 6（相应地，终端 4 到 6 或 5）连接起来。

如果相电压（相线与地线之间的电压）连接到终端 1 和 2 之间，中电压（中线和地线之间的电压）连接到终端 3 和 4 之间，使用式（7-1）和式（7-2）可以看到开关 S 打到第一个位置时终端 7 和 8 之间的电压V_{78}为：

$$V'_{78} = V_{PG} + V_{NG} = 2V_c \tag{7-6}$$

开关 S 打到第二个位置时：

$$V''_{78} = V_{PG} - V_{NG} = 2V_d \tag{7-7}$$

电压 V_c 和 V_d 分别为共模和差模电压。 164

由以上的两次测试就可以得到表示共模和差模传导 EMI 的输出。

在图 7-11 所示的电路中，当终端 7 和 8 间端接一个 50Ω 电阻时（或者连接一台呈现电阻特性的输入阻抗为 50Ω 的测试设备），在终端 1 和 2 间或 3 和 4 间所看到的阻抗 Z 为 50Ω。当没有连接外部电路比如在终端 3 和 4 间，（也就是终端开路）时，这种说法是正确的，并且另一个终端的阻抗可计算出来，比如在终端 1 和 2 间，反之亦然。但当在终端 1 和 2 间和终端 3 和 4 间连接了一对传输线（地-中线，或地-相线）或有限终端阻抗的 LISN 的输出时，这种条件就被破坏了。鉴于此，V'_{78} 和 V''_{78} 显示的是共模和差模干扰电压的相对幅度。如果需要知道确切的幅度，还得进行合适的校准。 165

7.4.3.2 共模与差模传导电磁干扰。在电力线滤波器设计和其他应用中，只要知道共模和差模传导 EMI 的相对幅度就足够了。一个合适的滤波器设计取决于共模和差模分量哪一个更为显著，这项内容在第 10 章中再进行深入讨论。

另外一些应用领域，需要分别得到共模和差模发射，包括参考文献［9］滤波器中的共模磁芯饱和时和故障诊断时所使用的测试方法。

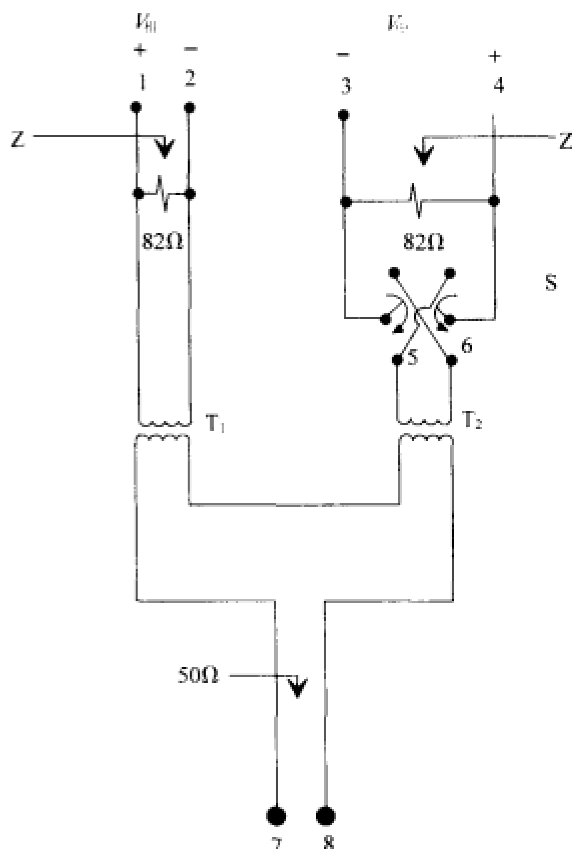


图 7-11 Paul-Hardin 网络

7.5 传导电磁干扰抗扰度

一台设备对传导 EMI 的敏感度或设备对传导 EMI 的抗扰度可以应用传导 EMI 测试的相反方式进行测试[10]。不像使用图 7-9 或图 7-10 所示的测试配置进行源（受试设备）的传导 EMI 测试那样，传导抗扰度测试是使用经过调整的相似配置，通过线（电力线或信号线）将干扰注入到接收机（受试设备）。通过对事先确认的接收设备的性能参数进行监测来判断在多大的 EMI 电平上 EUT 的性能下降超出了规定的限值。

166 可以将传导 EMI 注入到线上以模拟共模或差模干扰。图 7-12 给出了一些能够将传导 EMI 注入到电路中的方法。反向滤波器可以防止注入的 EMI 进入到电源或除接收机之外的任何其他设备中。

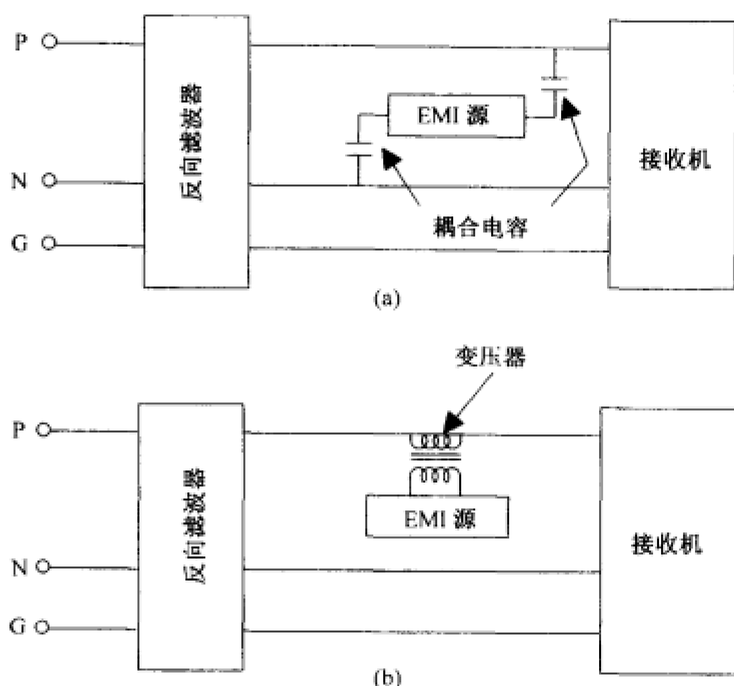


图 7-12 耦合传导 EMI 的实例
(a) 共模；(b) 差模

实际上，最常用的传导 EMI 抗扰度测试是浪涌测试和电快瞬态测试，它们都是脉冲形式的干扰。关于脉冲干扰的抗扰度会在第 8 章中进行阐述。

7.6 检波器与测试

通过使用一些仪表和/或诸如接收机、噪声仪、示波器或频谱分析仪这样的显示设备可以进行干扰（包括辐射和传导）电压/电流/功率的测试。最终测得的量为某个参数的平均值、有效值（RMS）或峰值。对于特定的应用条件，检波器类型的选取取决于其能够产生最大干扰或性能下降的特性。平均值和/或 RMS 检波器和测试设备连在一起可以进行随机的宽带干扰测试和特定形式的窄带干扰测试。一种称为“准峰值检波器”的峰值检波器具有非常高的放电时间常数与充电时间常数的比值。另一种峰值检波器称为“偏压补偿式检波器”，其偏压施加到二极管上，这个偏置电压起检波器输出截止门限的作用。下表给出了几种检波器及其响应和典型的测试应用的信息。

如在一些章节中所描述的那样，必须提前让设备的生产方和使用方对详细的测试计划、测试方法以及可接受的测试水平进行约定（比如第 15 章中所描述的 MIL-STD-462）。一旦这些细节得到了完全的确认并达成一致，那么所得到的受试设备的

167

测试结果所具有的误差与标准的测试过程所产生的误差是一致的。

检波器类型及其响应和典型的测试应用

检波器类型	输出响应	典型的测试应用
有效值	与带宽的平方根成正比	宽带干扰，天电干扰，随机噪声，高架线和通信网络间的 EMC
平均值	信号（干扰）包络的平均值	经过调制的射频载波电平，天电干扰，窄带信号源，高架线和通信网络间的 EMC，工业/科学/医疗设备
准峰值	非常高的放电时间常数与充电时间常数比值	对 AM 接收设备的干扰，工业/科学/医疗设备，高架线和变电站的射频噪声，照明设备，来自诸如 VCR/VCP 等的 TV 接口设备的射频噪声
峰值（直接/偏压）	直接读取峰值，或在高于门限偏压电平上读取峰值	军用标准，脉冲干扰，低重复率的脉冲

虽然关于检波器的内容放在本章讨论，但是这些内容同样也适用于辐射干扰测试。

参考文献

1. F. D. Martzloff and T. M. Gruzs, "Power quality site surveys: facts, fiction and fallacies," *IEEE Trans Industry Applications*, Vol 24, pp. 1005 - 1018, Nov. /Dec. 1988.
2. R. B. Standler, "Transients on the mains in a residential environment," *IEEE Trans EMC*, Vol 31, pp. 170 - 176, May 1989.
3. L. M. Millanta, M. M. Forti, and S. S. Maci, "A broadband network for power line disturbance voltage measurements," *IEEE Trans EMC*, Vol 30, pp. 351 - 357, Aug. 1988.
4. F. D. Martzloff, "The propagation and attenuation of surge voltages and surge currents in low voltage ac circuits," *IEEE Trans Power Apparatus and Systems*, Vol 102, pp. 1163 - 1170, May 1983.
5. ANSI C63. 4 - 1992, American National Standard for methods of measurement of radio noise emissions from low voltage electrical and electronics equipment in the range of 9 kHz to 40 GHz, 1992.
6. CISPR 16: CISPR Specification for radio interference measuring apparatus and measurement methods, 1977. (Amend 2, 1983).
7. CISPR 16: CISPR Specification for radio interference measuring apparatus and measurement methods, Appendix G, pp. 123 - 124, 1977.
8. C. R. Paul and K. B. Hardin, "Diagnosis and reduction of conducted noise emissions," *IEEE Trans EMC*, Vol 30, pp. 553 - 560, Nov. 1988.
9. M. J. Nave, "A novel difference mode rejection network for conducted emissions diagnostics," *in Proc. IEEE International Symp EMC*, pp. 223 - 227, 1989.
10. M. T. Ma and M. Kanda, "Electromagnetic Compatibility and Interference Metrology," NBS Technical Note 1099, Boulder, pp. 155 - 172, 1986.

习题

1. （1）什么是隔离变压器？它与电压变压器（升压或降压）有什么不同？
   （2）隔离变压器有助于滤除电压瞬态和浪涌吗？为什么？
2. （1）说明你对共模传导干扰和差模传导干扰的理解。
   （2）需要使用什么类型的滤波器才能隔离（滤除）以上两种类型的干扰电流？
3. 解释图 7-9 中图例 1-7 所列的一些限制和建议所可能依据的背景和理由。
4. 考虑图 A7-1 中所示的线路阻抗稳定网络，计算并画出 0.10MHz ~ 30MHz 间 EUT 端口的阻抗随频率的变化曲线（在图 A7-1 中，电阻的单位为 Ω，电感的单位为 μH，电容单位为 μF）。

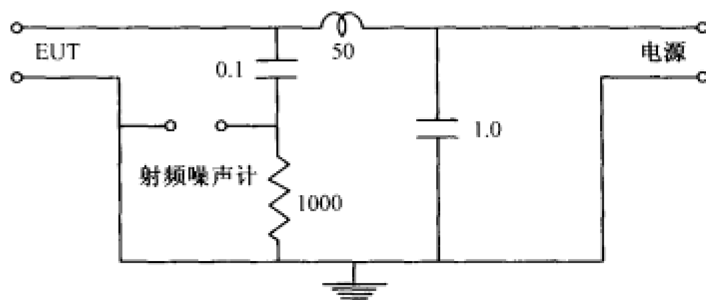


图　A7-1

5. 考虑图 A7-2 所示的电路（Paul-Hardin 网络）
   （1）计算当终端 EF 连接一个 50Ω 负载，终端 CD 满足以下条件时终端 AB 处的阻抗
      （i）开路
      （ii）连接一个 50Ω 阻抗
   （2）计算在以上两种条件下为使终端 AB 处的阻抗为 50Ω 所需的 R_1 的值。

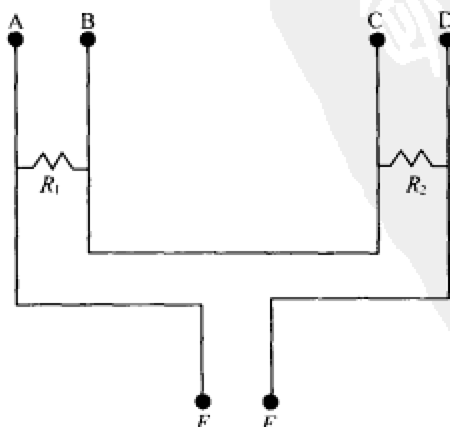


图　A7-2

6. 判断以下表述是否正确，并作简单解释：

(1) 在三线电源的用户端，当中线和地导体搭接到一起时共模干扰占主导地位。

(2) 输送到家里的电源一般都不是标准的正弦波。

(3) 在传导辐射测试中，要在 EUT 电源线终端接头的每一个载流导体上进行所有的射频噪声电压和电流测试。

169

(4) 在使用（i）一个均方根值测试设备和（ii）一个峰值测试设备进行宽带噪声输入信号测试时，若带宽增加了 10 倍，这两种条件下所测得的电压也都会相应地增加 10 倍。

(5) 通常使用准峰值检波器进行消费类产品的传导 EMI 测试、使用峰值（直接或偏压）检波器进行军用产品（MIL-STD）的传导 EMI 测试。

170

第 8 章　脉冲干扰抗扰度

8.1　引言

电气或电子电路和系统中所遇到的多种电磁干扰并不是连续波（CW）模式干扰，而是脉冲或瞬态形式的干扰。由于数字电路不能区分脉冲信号和脉冲干扰，所以脉冲干扰会引起数字电路和设备的故障。另外，传统的连续波测试并不能在较短的时间间隙内聚集足够的能量以有效地模拟脉冲或瞬态干扰。从而，出于这些考虑，就尤其需要一种使用脉冲干扰的电磁抗扰度测试方法。对于一些实际情况，只有连续波模式下的抗扰度测试已经不再充足，一些国家的电子产品性能标准体制也包括了脉冲模式的测试和规范。

8.2　脉冲电磁干扰抗扰度

现代电子科技大量使用了数字技术和微电子器件，使用金属氧化物半导体（MOS）技术的集成电路器件尤其容易受到静电放电的破坏。计算机和其他的数字电子设备对静电放电引起的电磁噪声或破坏也是很敏感的[1,2]。一些实际的案例显示了诸如光盘播放器、手机、笔记本电脑等移动设备会在飞行器飞行、起飞和降落时对其通信、导航或监控设备构成严重的干扰[3]。还有一些其他类型的案例，比如在 20 世纪 80 年代贝尔（Bell）公司所研制的 Trimline 电话，在实验室内的研制过程中并没有出现问题，但在实际工作环境中却由于静电放电而出现了现场失效。另一个有过报导的案例是，一家公司在潮湿的夏季所生产并出厂的一些电子玩具在干燥的冬季进行销售时出现了故障，其原因是干燥的天气所引起的静电电荷。

实际上，对脉冲干扰的本质没有一个唯一的描述，因为这种脉冲干扰或瞬态干扰产生于一些自然现象和第 2、3 章中所描述的电路和系统中的电磁相互作用。根据脉冲形式（上升时间、脉冲宽度、衰落等）、脉冲/瞬态的能量和脉冲/瞬态出现或重复的频率的不同，这些干扰之间也是差别很大的。

所以，虽然明显不存在一个能够用于抗扰度测试的唯一或单独的测试脉冲信号，但还是有以下三种已经被广泛采用的脉冲电磁干扰类型可以用于抗扰度测试。

- 静电放电（ESD）。

- 电快速瞬变脉冲群（EFT）。
- 电浪涌。

表 8-1 和图 8-1 给出了这三种脉冲或瞬态干扰的典型特性。

表 8-1　脉冲 EMI 的典型特性

	ESD	EFT	浪　涌
波形特点	超短的上升时间	（见图 8-1）上升时间短，重复性脉冲，等幅脉冲群	上升时间相对较长，能量较集中
上升时间	小于 1ns	~5ns	μs
能量	低（mJ）	中等（mJ）	高（J）
持续时间	ns	ns，重复出现	ms
峰值电压（接高阻抗）	最高 15kV	kV	几千伏
峰值电流（接低阻抗）	中等（A）	低（A）	高（kA）
干扰源	静电堆积	气体放电，电气电路的通/断电	雷电，电源开关

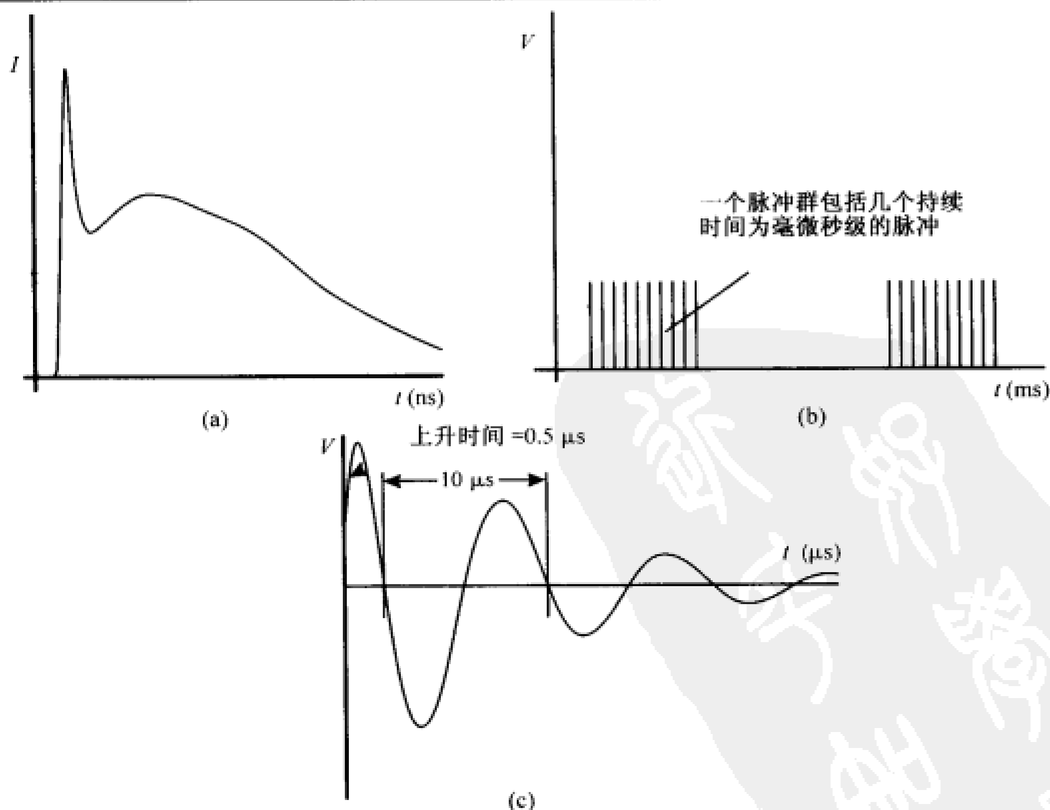


图 8-1　脉冲 EMI 的波形

（a）ESD；（b）EFT；（c）浪涌

8.3 静电放电

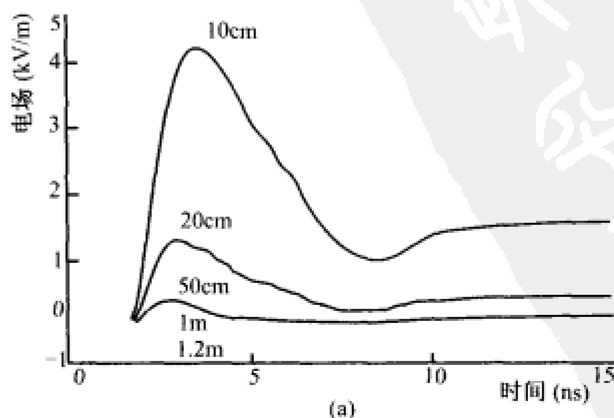
8.3.1 静电放电脉冲[4,5]

由于静电放电在许多不同的应用领域中都产生了实际的影响，所以静电放电及其电磁噪声的抗扰度测试已经引起了广泛的关注，尤其是在最近几年。

先简要回顾一下第2章中所讨论的内容，根据物体所处的环境，当发生电荷积累或物体带上了静电时能够引起物体和地（与物体绝缘）之间的电位差。电荷的积累及由此而引起的带电物体和本地静电地电位之间的电位差与几个参数有关，这些参数包括相对湿度、诸如地面覆盖物等的材料特性、大气压力、温度、污染物或物体的形状等。目前还没有一个能够用来精确估计这些静电电荷和电压的通用数学模型，即使能够得到这些模型，仍然需要作一些近似，因为这项估计要涉及好几个变量（或无法预估的量）。 172

人体对一个接收设备所产生静电放电的脉冲波形的上升时间通常在1ns级。家具所产生的静电放电脉冲波形的上升时间也是非常短的，但其峰值要持续更长的时间。ESD脉冲的频谱范围很宽，通常从直流到几GHz。整个静电放电过程不仅包括放电电流，还包括静电场和电晕效果。

如第2章所讨论的那样，ESD能够产生电场和磁场并辐射出去。作为一个例子[6]，图8-2给出了4kV静电放电不同距离上的电场强度的计算值。实际上，即使电子设备或电路不直接受到静电放电的作用，其也有可能受到静电放电的干扰，图8-3b显示了这样的情况。为了进行比较，我们还对图8-2所示的情况进行了建模，如图8-3a所示。图8-3a所显示的情况为ESD接收设备自身就是受扰设备，这称为直接放电。图8-3b显示了设备受扰是因为附近静电放电所产生的电磁辐射所致，即使受扰设备没有直接受到ESD的作用，这称为间接放电。 173



(a)

图8-2 4kV静电放电不同距离上的电场和磁场计算值

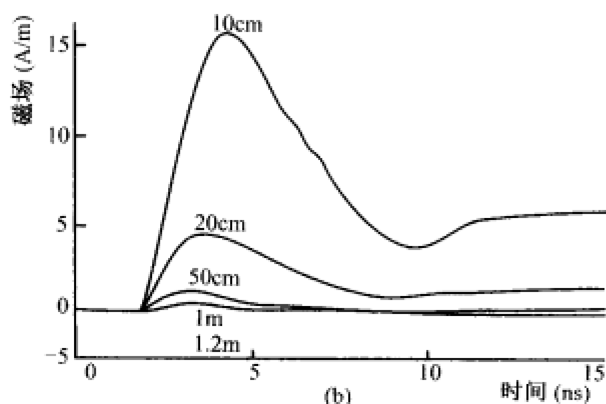
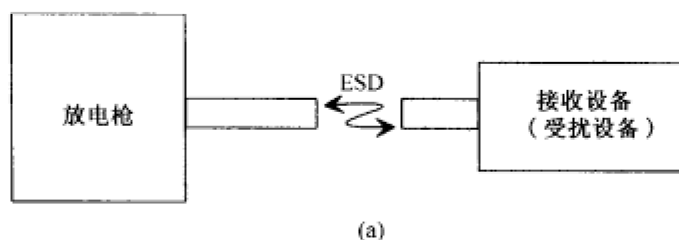


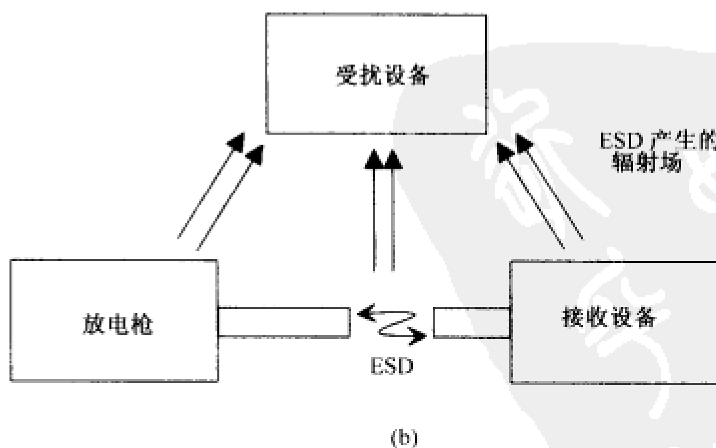
图　8-2（续）

（a）电场；（b）磁场

注：摘自参考文献[6,10]。



(a)



(b)

图　8-3

（a）直接静电放电图解；（b）间接静电放电图解

8.3.2 静电放电测试[7-11]

ESD 的抗扰度试验包括：

- 空气放电测试。充电电极与受试设备距离很近，（静电）放电时在充电电极和受试设备之间产生电火花。

174

- 接触放电测试。电极与接收设备（接收机）一直处于接触状态，通过对静电发生器电路中的开关进行操作以产生静电放电。

另外，对受试设备直接进行放电（直接放电）或对其临近金属物体的放电（间接放电）都可能引起设备受扰或出现故障。临近的金属物体就类比为靠近受试设备的一个耦合板（垂直耦合板或水平耦合板）。所以，可以通过对受试设备直接施加测试脉冲或借助于将测试脉冲施加到置于受试设备附近的水平/垂直耦合板上（称为间接方法）来完成静电放电测试，从而我们就有四种不同的基本测试方法。

空气放电法的测试结果非常接近真实情况，因为对于典型的实际情况，带电的人体或家具产生的静电放电都是逐渐地接近接收设备的，在接近的过程中完成静电的释放。实际上，诸如湿度和空气压力等的大气环境可能会影响实际测试结果，另外，带电物体的靠近速度也会从根本上改变测试结果。所以，空气放电法的测试结果是很难进行复现的。为了得到合理的统计平均，也为了能够在受试设备表面足够多的测试点上进行测试，可能有必要在受试设备的表面进行几百次的空气放电测试。

175

接触放电测试通常能够为测试和评估提供可重复的放电波形，脉冲-脉冲之间的变化最小，从而所得到的测试结果具有可重复性。然而，这种方法并不能完全重现现实中的静电放电。同样地，为了得到较好的统计平均，也要通过对受试设备表面的一些点或对水平和垂直耦合板上的一些点进行直接放电以实现接触放电测试。

8.3.2.1　测试台式设备的试验台[7]。图 8-4 给出了一个典型的用于对电气或电子设备进行静电放电测试的试验台。木桌桌面上放有一个尺寸为 1.6m×0.8m 的导电性能良好的金属板，它就是一个水平耦合板（HCP），可以通过放电电极直接将静电放电脉冲施加到这个板上。还有一个尺寸为 0.5m×0.5m 的垂直金属板（与水平耦合板绝缘），静电放电脉冲也直接施加到这个垂直耦合板（VCP）上，VCP 距离最近的 EUT 的外壳的距离为 0.1m。要说明的一点是在图 8-4 和本章中所涉及的其他一些试验台的物理尺寸并没有按比例给出。

176

ESD 测试要求受试设备和实验室的墙壁或其他金属结构的净距离至少为 1m，另外，还要求 EUT 的最大允许尺寸为 EUT 的外壳距离 HCP 的四边至少 0.1m。EUT 所连电源线和信号电缆的长度和布局也必须与典型的工作情况一致，除非 EUT 的工作情况特殊时才允许更改。

在实际测试时，如果 EUT 的尺寸太大而不能完全放在一个试验台上，可以再用

一个相同的HCP来加大试验台的尺寸，此时，第二个HCP与第一个HCP短边至少有0.3m的距离，不要搭接到一起，而是分别通过电阻和电流泄放金属带（比如，使用截面较大的铜带）连接到公共基准地上。

水平和垂直耦合板分别通过接于电荷泄放带两端的两个大电阻R（450kΩ～1000kΩ）连接到基准地（一个厚度最小为0.25mm的导电性能良好的金属板）上，如图8-4所示，这可以实现对水平耦合板（HCP）和垂直耦合板（VCP）到基准地面的电荷泄放路径的控制。每一个这样的电阻都必须能够承受比外加电压的一半还要大的电压以防止出现击穿电流[7]。空气放电（间接放电）测试时需要使用水平耦合板和垂直耦合板。对于直接放电测试，带电电极和受试设备要始终接触在一起（见图8-4），然后通过开关控制进行放电。

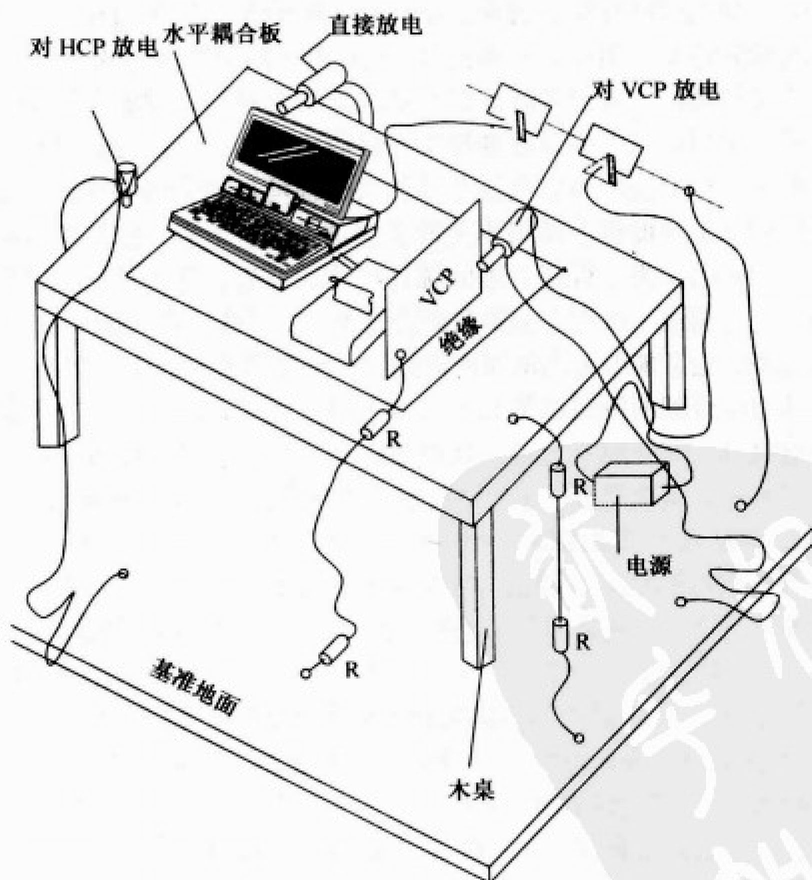


图8-4　台式设备的ESD试验台

注：摘自参考文献[7]。

对于一个设计合理的测试配置，基准地面也是一个很重要的部分。由于 ESD 的上升时间非常短，基准地面相对自由空间的阻抗必须非常小，且不存在电感分量。如果基准地面的配置较差，就可能使测试数据相差很大。

8.3.2.2 落地设备。图 8-5 给出了针对大型落地设备的测试配置，受试设备及其电缆（电源和信号电缆）通过大约 10cm 厚的绝缘衬垫与基准地面进行隔离，此时就不能使用水平耦合板对受试设备进行间接放电了。针对台式设备布置的一些间隔要求和注意事项也基本上适用于落地设备。

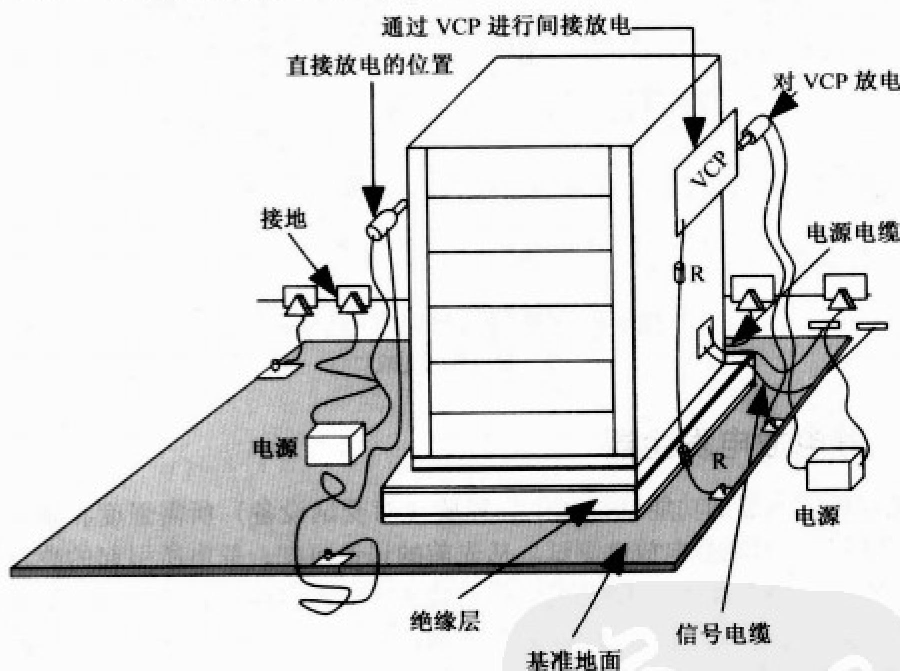


图 8-5 落地设备的 ESD 测试配置

注：摘自参考文献[7]。

8.3.2.3 现场测试或安装后测试。有时也会要求设备在现场安装好以后再进行静电放电抗扰度测试，图 8-6 给出了针对这种情况的典型测试配置。此时，需要使用一个尺寸最小为 2m×0.3m 的导电性能良好的金属板作为一个单独的基准地面，且这个基准地面要连接到受试设备的接地终端或电源的接地终端。静电放电发生器的放电回路电缆也要与基准地面相连。

对于现场测试，只能进行直接对受试设备施加静电放电的空气放电测试或接触放电测试。如果测试要求对垂直耦合板或水平耦合板进行放电，那么就需要设计或构建一些特殊的测试配置。

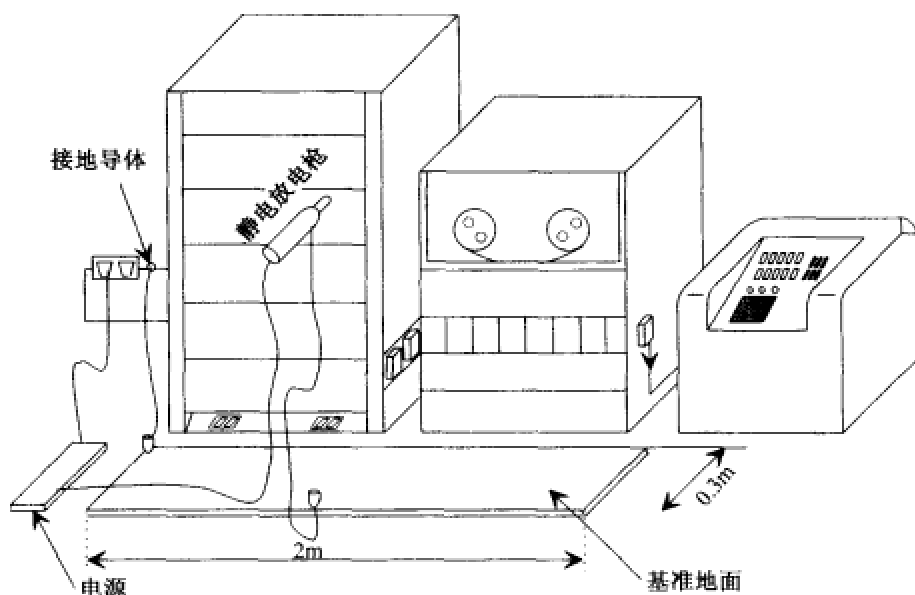


图 8-6　现场静电放电测试的原理图

注：摘自参考文献[7]。

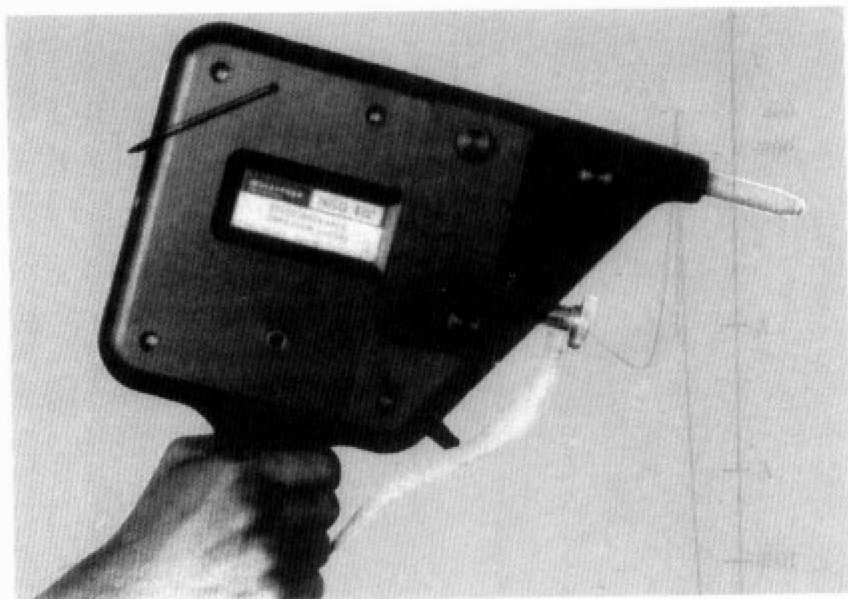
8.3.3　静电放电发生器

静电放电发生器的功能就是产生和释放（对受试设备）所需强度和脉冲波形的电压/电流脉冲以实现静电放电测试。从先前的讨论可知，静电所引起的典型电压值可高达15kV。图8-7给出了ESD发生器及其测试配置的简单原理图。电阻 R_0 的作用是对充电电流进行限制，它也包括了直流源的内阻。储能电容 C_h 代表了人体的电容，电阻 R_h 为放电电阻，它代表了人体和受试设备之间的电阻。通常，R_0 的外加值（即除直流电源内阻外的值）在477kΩ～1MΩ之间。如8.3.1节所述的那样，R_h 和 C_h 的典型值分别为330Ω和150pF。储能电容、放电电阻和放电开关都处于称为放电枪的手持枪内，从而它们也靠近放电电极。接触放电所使用的放电电极为尖头的，然而空气放电使用的是直径为8mm的圆头电极。ESD发生器的放电回路电缆通常有2m长，并且要经过良好的绝缘以尽量减小放电泄漏。

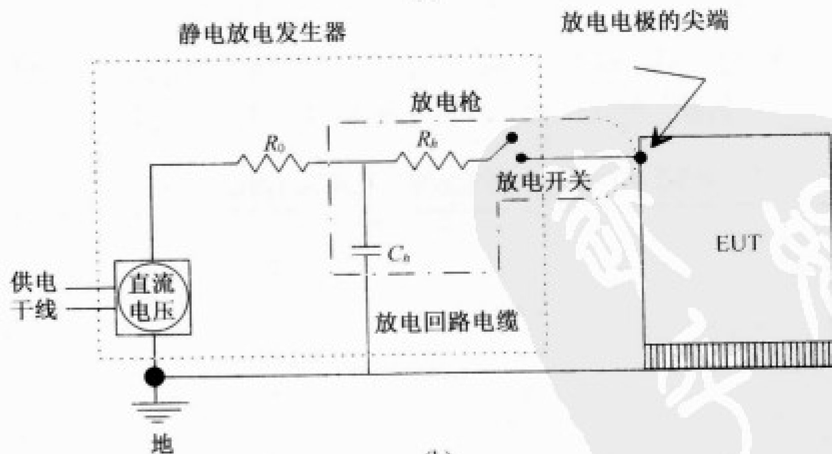
在实际测试中曾经观察到测试样机在较低的ESD电压上就无法工作或出现故障，而在规范要求的最高测试电压上样机却还能工作。因此，许多测试规范都要求要除了最高的测试电压外，还要在一些中间级的测试电压上进行静电放电测试。举例来说，IEC801-2标准[7,1]规定ESD测试的接触放电模式的测试电压为2、4、6和8kV，空

1. 已经被IEC61000-4-2取代。——译者注

气放电模式的测试电压为2、4、8和15kV。一些用户特别要求的测试可能需要更高的测试电压，静电放电发生器也就必须能够产生各种强度的测试电压/电流脉冲，直到最高。



(a)



(b)

图 8-7

(a) 静电放电枪的照片；(b) 静电放电发生器的简单原理图

ESD发生器的设计和构造必须满足这样的要求，就是由5s间隔时间内的泄放所引起的测试电压降低在电压再次被充电到所需电平上时不能高于10%。ESD发生器还要能以至少每秒20次的重复率来产生测试脉冲。

除了脉冲电压外，脉冲波形对于确定 ESD 抗扰度也是很重要的，其定义对于确保测试脉冲波形与真实 ESD 脉冲的接近程度和确保测试结果的重复性都是很有必要的。图 8-8 给出了 ESD 脉冲电流波形，表 8-2 给出了国际标准 IEC801-2 所规定的参数。

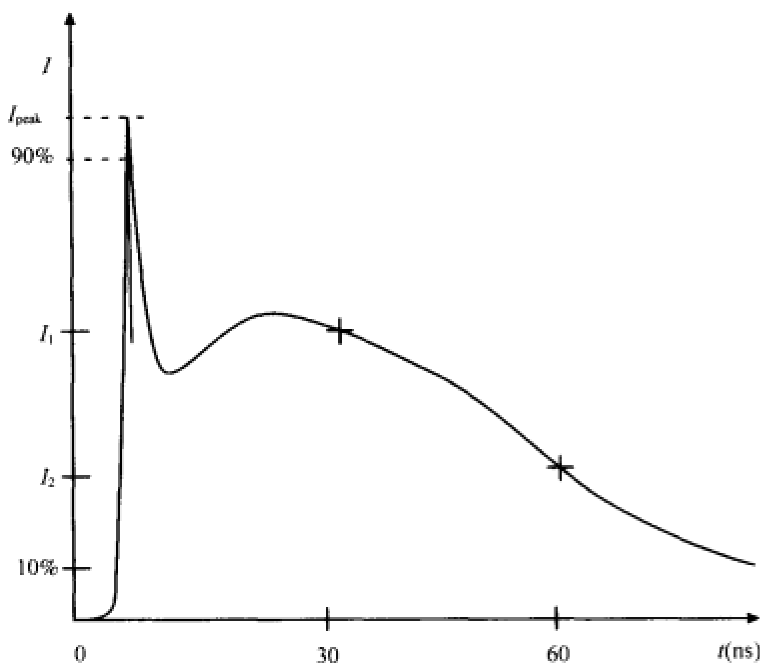


图 8-8　ESD 脉冲的电流波形（脉冲上升时间 t_r 为脉冲从 I_{peak} 的 10% 上升到 90% 所需的时间；I_1 和 I_2 分别为 30ns 和 60ns 时的电流幅度）

180

表 8-2　IEC 801-2 所规定的 ESD 测试电流波形参数

t_r 为 0.7ns ~ 1.0ns			
放电电压 (kV)	I_{peak} (A)	I_1 (A)	I_2 (A)
2	7.5	4	2
4	15.0	8	4
6	22.5	12	6
8	30.0	16	8

注：摘自参考文献 [7]。

ESD 脉冲的近似分析由式 (8-1)[9] 给出：

$$i(t) = I_0\{e^{-t/t_1} - e^{-t/t_2}\} \quad 当\ t \geqslant 0\ 时 \tag{8-1}$$

ESD 脉冲的模型为快波与慢波之和，I_0、t_1 和 t_2 分别由式（8-2）和式（8-3）给出：

对于快波（$t_r = 1.2\text{ns}$，$I_{peak} = 68\text{A}$）有：

$$I_0 = 1943\text{A}, t_1 = 2.2\text{ns} \text{ 和 } t_2 = 2.0\text{ns} \tag{8-2}$$

对于慢波（$t_r = 12\text{ns}$，$I_{peak} = 30\text{A}$）有：

$$I_0 = 857\text{A}, t_1 = 22\text{ns} \text{ 和 } t_2 = 20\text{ns} \tag{8-3}$$

实际上，表 8-2 所给出的放电电流波形的参数是通过带宽为 1000MHz 的示波器或类似的测试设备检验得到的。检验时，放电枪与测试设备的电流传感变换器直接接触，静电放电发生器工作于接触放电模式。

8.3.4 静电放电测试等级

如第 5 章到第 7 章中所描述的那些测试一样，明确的静电放电测试方法和设备所要承受的放电强度通常事先由用户或用户和设备供应商双方协商确定，这些测试等级可能会和一些标准中的其中一个的要求一致，比如 IEC 标准 801-2[7]，或者分别等同于几个标准。

对于接触放电而言，气候参数并不会对测试结果产生严重的影响。为了尽量减小环境因素的影响和确保测试的可重复性，推荐使用的空气放电测试环境条件如下。

- 环境温度在 15℃ ~35℃之间。
- 相对湿度在 30% ~60% 之间。
- 大气压力在 680mb ~1060mb 之间。

8.4 电快速瞬变脉冲群

8.4.1 电快速瞬变脉冲群[12,13]

电快速瞬变脉冲（EFT）是一种电磁干扰，它由一系列重复出现（周期性或非周期性）的脉冲或瞬态构成，脉冲或瞬态的持续时间都相对较短。图 8-9 中的（a）到（c）给出了典型的 EFT 波形。每一个脉冲群都包含了几个脉冲，每一个脉冲的强度都高达几千伏，上升时间大约为 5ns，持续时间（脉冲强度至少为峰值的 50% 时所占的时间）通常为 50ns。

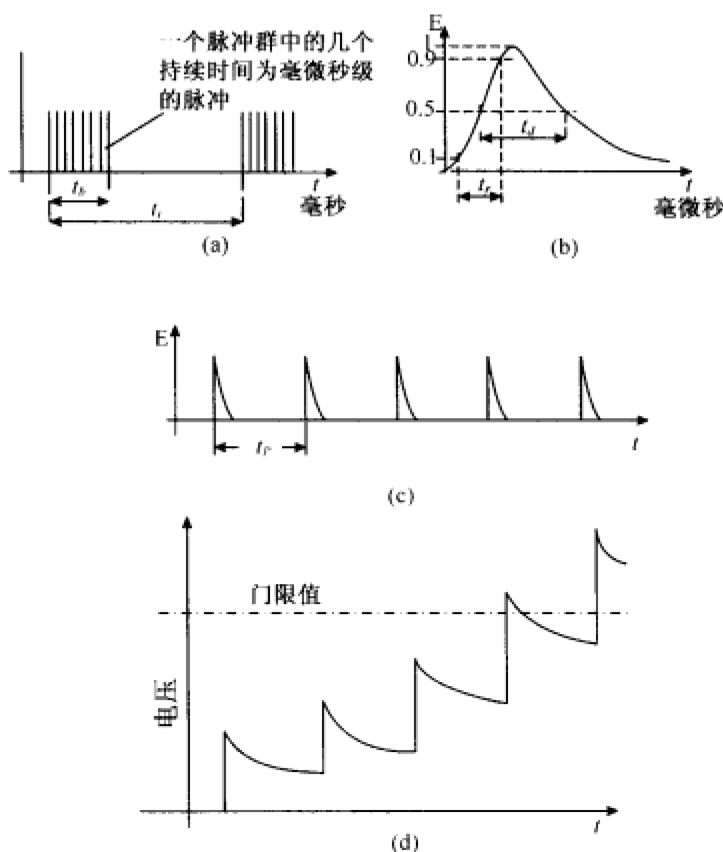


图 8-9 电快速瞬变脉冲的波形

（a）脉冲群；（b）脉冲序列中的单个脉冲；（c）脉冲群中的脉冲序列；（d）电压的累积（t_b、脉冲群的持续时间；t_i、脉冲群间隔；t_p、脉冲间隔；t_r、脉冲上升时间；t_d、脉冲持续时间）

当电感－电容电路断开时就会产生 EFT 类的干扰。诸如继电器线圈、定时器、马达或电流接触器等的感性负载与线路接触或断开时，会在开关的机械接触部分间 182 产生电火花，这种电弧是不稳定的，在开关过程中所产生的开关频率自身也发生变化。只要开关触点间的电压高于电火花间隙的击穿电压门限值，这种间歇性的电弧就会一直持续下去。如第 3 章所解释的那样，在工业生产过程中，开关、电流接触器、继电器的工作所引起的连续电弧能够产生 EFT，气体放电灯也会产生类似的瞬态干扰。

当两台电子设备连接到同一个电源插座上时，就会产生强耦合。当把一台设备断电，而另一台设备继续供电时，就会给继续供电的这台设备带来 EFT 干扰。

EFT 的特点就是脉冲序列对设备的正常工作构成干扰，或者让一个电路发生故障，即便此时单个脉冲的强度不足以影响到设备的性能，这就是图 8-9d 所示的电压

的累积效应。每一个脉冲都会对输入电容（包括寄生电容）充电，电路和脉冲序列的特性就会导致在连续的两个脉冲之间，寄生电容没有足够的时间去完全释放其所带的电荷。通过这种方式，电压就会缓慢的累积，直到达到一个能够使电路发生故障的门限电平。

电快速瞬变脉冲通常通过电力线、信号线或控制电缆以传导电磁干扰的形式进入到接收设备。通常来说，EFT 干扰不大可能通过直接辐射的方式进入接收设备。然而，接收设备所连接的不同类型的电缆不但会直接从干扰源，而且还会由于电缆没有进行良好的屏蔽而通过辐射的方式接收到 EFT 干扰。当 EFT 干扰通过电力线进入接收设备时，其通常以共模形式出现（见第 7 章）；而当其通过信号和控制线进入接收设备时，那就肯定是共模形式了。

所以，实际上对接收设备所接的电力线、信号线和控制电缆都要进行 EFT 测试。

真实的电快速瞬变脉冲群的典型脉冲重复率在 10kHz ~ 1MHz 之间，然而，一个简单的固定火花间隙的脉冲群发生器很难复现这种相对较高的脉冲重复率。从而，诸如 IEC 801-4[14],1 等的标准测试方法规定了使用较低的脉冲重复率。

8.4.2 电快速瞬变脉冲群抗扰度测试的试验台[13-15]

电快速瞬变脉冲的特征（比如脉冲群持续时间、脉冲群间隔、脉冲间隔、脉冲强度和脉冲持续时间）可以差别很大。所以，在对接收设备进行抗扰度测试时，不能只针对一组数据。实际上，通常会假设一种最坏情况下的 EFT，然后来检验设备针对此 EFT 的抗扰度，所需认真考虑的是如何保证测试的可重复性。很明显，如果受试设备在一个实验室通过了测试，而在另外一个实验室没有达到相同的指标，那么抗扰度测试就几乎是无效的了。试验台的配置包括距离、电缆长度和布线、屏蔽和接地，这些都会对测试结果产生严重影响。由于脉冲干扰能够与接收设备相互作用并通过多种复杂的方式影响设备的性能，标准的测试方法对有关测试的许多方面和细节进行了详细地描述，这些都是非常值得注意的。另外，当接收设备是由多台设备组合而成时，需要格外注意以确保测试时的连接电缆长度和布置尽量与设备实际工作时的典型配置一致。

图 8-10 给出了用于 EFT 干扰抗扰度测试的常用实验室配置，这个原理图显示了 EFT 干扰是如何引入（即耦合）电源电缆和信号/控制电缆的。基准地面是由一层铜、铝等材料的良导体制成的金属板，它的边沿至少要超出受试设备的边沿 0.1m，且这个基准地面要与电气地相连。通常置于桌子上的接收设备在试验时就放在木桌上，木桌也置于基准地面上，只不过接收设备和木桌之间要加一层至少 0.1m 厚的绝 [183]

1. 已经被 IEC61000-4-4 取代。——译者注

缘衬垫。每一台被测接收设备要与最近的墙壁保持至少0.5m的距离。

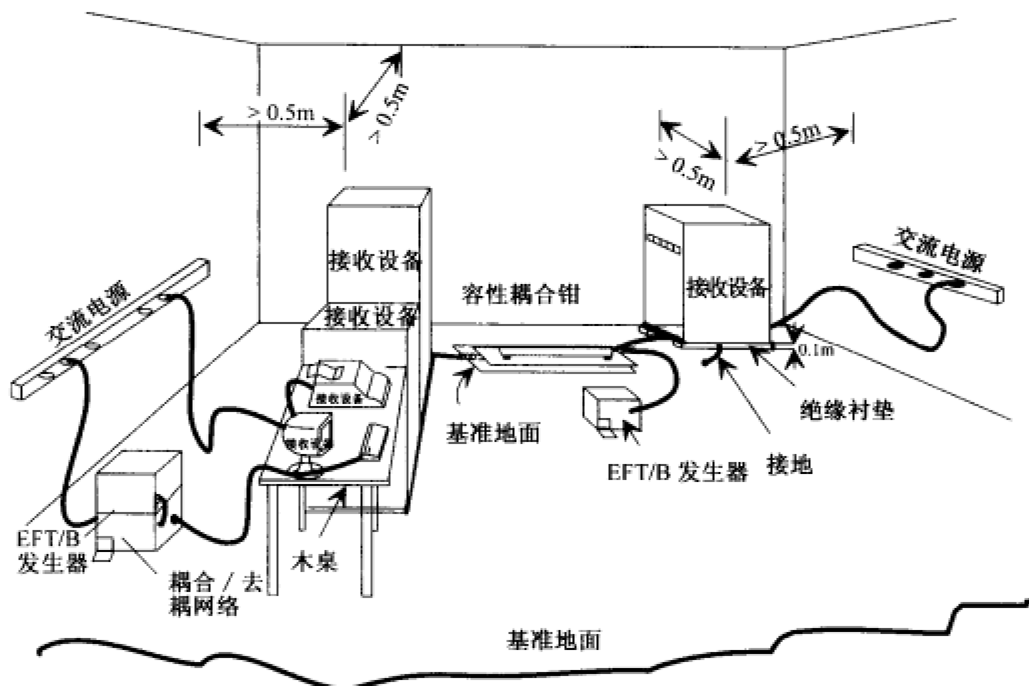


图 8-10　EFT 测试的实验室配置

注：摘自参考文献［14，15］。

当需要通过电源电缆将EFT干扰引入受试设备时，可以使用图8-10所示的耦合/去耦网络。耦合/去耦网络可以保证干扰只会进入被测接收设备，而不会反向注入电源。要将EFT干扰引入到信号/控制电缆时可以使用图8-10所示的容性耦合钳（详见8.4.3.3节）。

8.4.3　电快速瞬变脉冲群发生器

8.4.3.1　电快速瞬变脉冲群发生器。图8-10所示的测试配置中的电快速瞬变脉冲群发生器的作用就是产生所需电压、持续时间等的电快速瞬变脉冲测试波形，实际应用时的一些细节也不尽相同。所以，电快速瞬变脉冲群发生器应该可以进行灵活的调节以产生所需的测试波形。

作为一个例子，表8-3给出了针对EFT测试的标准IEC 801-4中的测试电平要求。图8-11给出了产生电快速瞬变脉冲群测试波形的简单电路原理图。电快速瞬变脉冲群发生器的内阻抗、波形耦合电路的输入阻抗和耦合方式对于确保测试结果的可重复性来说都是很重要的。

184

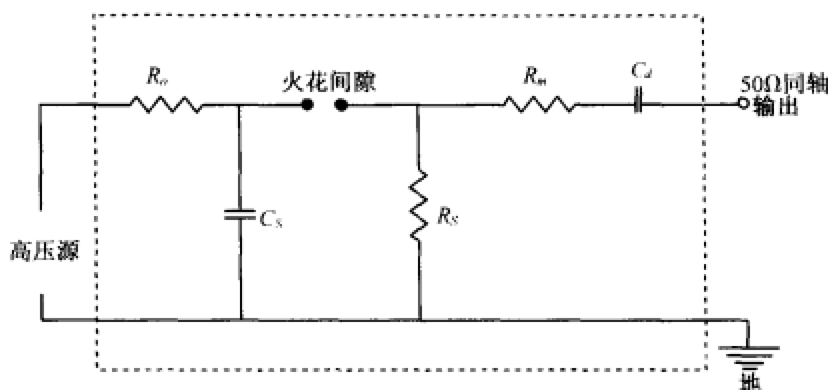


图 8-11 电快速瞬变脉冲群发生器的简单电路原理图

表 8-3 针对电快速瞬变脉冲群测试的 IEC 801-4 所规定的测试参数[14]

$t_b=15\text{ms}$；$t_i=300\text{ms}$，$t_r=5\text{ns}$ $t_d=50\text{ns}$			
水平	电源线上的测试电压（kV）	信号/数据/控制线上的测试电压（kV）	t_p μs
1	0.5	0.25	200
2	1	0.5	200
3	2	1	400/200
4	4	2	400
t_b 和 t_i 的允许偏差为 20%；t_r 和 t_d 的允许偏差为 30% 测试电压的允许偏差为 +10%；t_p 的允许偏差为 +20%			

EFT 脉冲波形的近似解析表达式如式（8-4）所示[16]：

$$V(t)=AV_p(1-e^{-t/t_1})e^{-t/t_2} \tag{8-4}$$

其中 A 为常数，V_p 为开路电压的最高峰值，$t_1=3.5\text{ns}$，$t_2=55.6\text{ns}$。

为了检验电快速瞬变脉冲群发生器的性能，将其输出端连接一个 50Ω 的同轴衰减器，然后连接到一台示波器或带宽超过 400MHz 的测试设备。通过这种配置，发生器的输出信号就可以得到校验以确保其能符合表 8-3 所列的那些参数。所以，将 EFT 发生器端接一个 50Ω 的负载就可以校验 EFT 脉冲和脉冲群的定时参数。另外，EFT 发生器的源阻抗必须经过校验以确保其在 1MHz ~ 100MHz 范围内都为 50Ω。 185

8.4.3.2 耦合/去耦网络。耦合/去耦网络用来通过电力线将电快速瞬变脉冲群干扰注入到接收设备。有一项要求是很重要的，就是虽然干扰要注入到接收设备，但是这个干扰一定不能进到电源。去耦器可以确保 EFT 在进入到 EUT 的上游设备之前就已经衰减了，这些上游设备并不需要进行测试。耦合/去耦网络可以通过容性耦合将电快速瞬变脉冲群发生器产生的信号耦合到每一根电力线上去，包括中线、地

线和相线。

8.4.3.3　电容性耦合钳。容性耦合钳的作用是不通过任何电连接而将电快速瞬变脉冲群测试波形耦合到接收设备的信号/控制电缆上。卡钳的耦合电容取决于所卡电缆的尺寸和材料，卡钳和电缆之间的耦合电容的典型值为50pF～200pF，电缆的直径在4～40mm之间。虽然通常建议使用容性耦合钳来注入电快速瞬变脉冲群波形，但有时还会使用包裹被测电缆的导电金属带或金属箔来代替耦合钳，因为这种结构的电容几乎与标准耦合钳的电容一样。

8.4.3.4　基准地面。基准地面是设计合理的测试配置的一个重要部分。由于EFT的上升时间为5ns，测试数据的很大差别可能来自不太合理的测试配置和对所需电快速瞬变脉冲发生器性能的错误理解。基准地面具有一个几十至几百pF的相对自由空间近乎无感的电容，对于5ns上升时间的EFT来说，这个电容呈现一个非常低的阻抗。不同的测试计划和测试标准给出了基准地面尺寸的允许变化范围。

8.4.4　电快速瞬变脉冲群测试

电快速瞬变脉冲群抗扰度测试就是在设备的电源、信号或控制线上检验设备对重复的快速瞬态脉冲信号的抗扰度，这项测试通常在电磁环境受控（屏蔽室内）的实验室内进行，这样可以确保电磁环境本身不会对测试结果产生影响。

气候条件一般不会对电快速瞬变脉冲群测试的结果产生影响，然而，为了确保测试的可重复性，测试时的环境温度一般为15℃～35℃，相对湿度为45%～75%，大气压力为68kPa～106kPa（kPa或kN/m^{2}为国际电工组织经常使用的一个单位，其相当于10mb）。和其他测试一样，通常要事先对测试强度和测试程序进行规定。实际上，测试强度要与受试设备的实际工作环境一致，比如保护良好的环境、保护一般的环境、典型的工业环境、严重的工业环境和一些特殊情况等。

虽然EFT波形的测试方法包括了使用50Ω的负载（因为输出端连接了一个50Ω的衰减器）对测试设备的输出脉冲进行校准，然而实际测试时测试设备的终端是没有这样的限制的。所以，测试波形接收端的负载和实际的测试波形仍是不明确的。

186

8.5　浪涌

8.5.1　浪涌[16～18]

浪涌是低压电力线上的持续时间较短的电流、电压或功率的瞬态波形。低压电力线就是传输家庭、实验室、商业和工业等用户使用的低于1000V均方根值电压的导线。设备工作过程中所产生的这种瞬态信号能够引起电磁干扰。

浪涌具有一些典型的特征：持续时间小于1ms或小于电源频率的半周期；幅度高达几千伏特或几千安培。进入到接收设备的浪涌能量是浪涌电压、等效源的内阻抗和接收设备对浪涌的输入阻抗的函数。式（8-5）给出了浪涌所释放的能量W(J)的计算公式：

$$W = \int_{t_1}^{t_2} V(t) \cdot i(t)\,\mathrm{d}t = \int_{t_1}^{t_2} \frac{V^2(t)}{Z}\mathrm{d}t \tag{8-5}$$

其中，V表示单位为V的源电压；i表示单位为A的电流；Z表示与源相连的负载的阻抗；t_1和t_2表示浪涌的时间节点。

释放到接收设备的浪涌能量和浪涌自身所包含的能量是不一样的，浪涌自身包含的能量可以高达几十焦耳。

电力线上的浪涌以火线与中线或地之间的瞬态电压的形式传播，当电源线与接地导体或设备挨得很近时，这种瞬态可以引起弧光放电。同时，它还能够沿着经过良好保护的电力线传播并进入接收设备。此时，设备的输入端，尤其是接收设备输入端（电源）处敏感的半导体器件可能会遭到破坏。如果电源线与接地导体挨得很近，这种瞬态也会在接收设备内部（例如在印制电路板上）引起弧光放电。

浪涌产生的机理是多种多样且不尽相同的（见第3章中的3.7.2节），因此浪涌信号的形式（电压、频谱等）也都不尽相同。没有一个通用的模型可以描述所有的浪涌。通常会对复杂的真实情况进行简化以得到一个能够用于标准浪涌测试的易于实现的波形。为了解决电力线上的浪涌问题，必须知道浪涌是通过何种方式进入接收设备的。对浪涌的产生、浪涌在电力线上的传播以及在何种强度下的浪涌能够引起接收设备失效和故障的全面理解，对于研究提高设备的浪涌干扰抗扰度的方法是非常有用的。对不同设备和装置的浪涌承受能力的准确评估是很重要的。保守的设计要求会导致实施过度的浪涌保护措施，从而增加产品的生产成本，另一方面，要求的放松也会导致设备经常失效和故障。 187

8.5.2 浪涌测试

浪涌测试[16-18]包括高压和高能量级（J量级）的测试，所以，设备或装置的浪涌测试对于人和设备来说都是有潜在危险的，人身和设备的安全是最重要的。只有对安全注意事项和测试过程（包括高压测试的详细的配置和布线）都非常熟悉的有资格的人员才能进行浪涌测试。浪涌测试通常在专门为其设置的区域内进行。考虑以上各种因素，此处对浪涌的讨论也仅是概念性的介绍而已，并非浪涌测试的完整描述。

图8-12给出了典型的浪涌测试原理图。受试设备要放在一个特殊的区域内，这样

可以保证高达浪涌电压峰值两倍的电压也不会产生危险。与受试设备相连的电力线要装 188 上一只反向滤波器。这样做有两个目的：首先，反向滤波器能够确保通过一个合适的阻抗将规定的浪涌波形施加到受试设备；其次，反向滤波器还可以确保浪涌不会反向进入实验室或电源。这项要求是很有必要的，因为它能确保测试所用的浪涌信号不会无意中影响到与同一个电力线所连接的其他设备的性能，或抑制其工作。

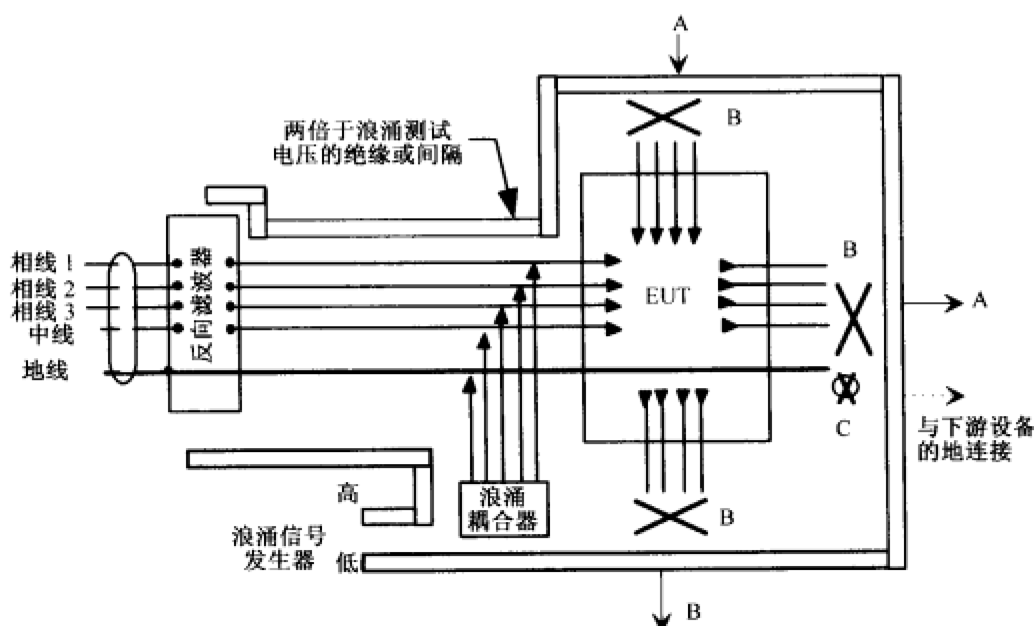


图 8-12　浪涌测试的原理图

注：摘自参考文献 [16]。

图例：

A 与其他设备连接的信号和/或电力线

B 交叉线表示以下的一个或几个

（i）不连接任何线缆

（ii）插入反向滤波器

（iii）不连接线缆，接典型的终端

C 不连接通向下游设备的地线，这样可以避免它传播浪涌。通向下游设备的地线可以绕过 EUT 重新布置

图 8-13 给出了将测试浪涌耦合到电力线的两种基本方法。在串联耦合中，测试浪涌信号耦合到高压电力线上，这样电力线相对于中线和地线就具有了一个浪涌电压。对于并联耦合模式，测试浪涌施加到电力线和中线之间。每一种耦合方法都针对于实际的接收设备，至于最后选取哪一种取决于特定的情况和要求。

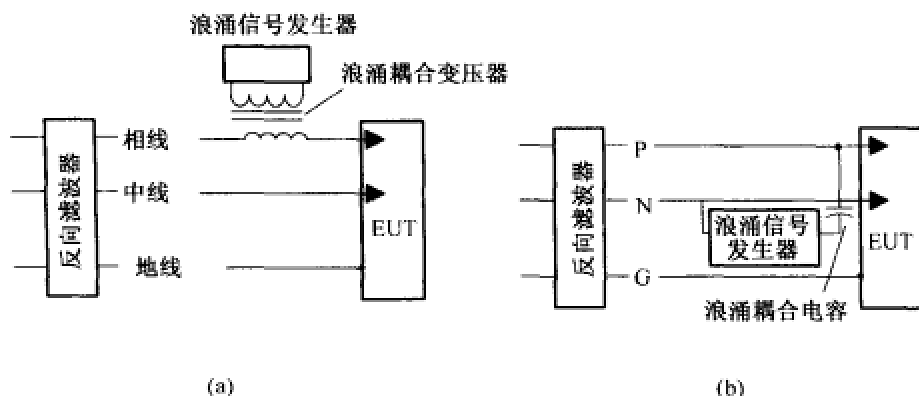


图 8-13 测试浪涌耦合原理图

在对被测接收设备进行浪涌测试时，可以断开电源或连接电源。为防止浪涌对接收设备产生复杂的破坏作用（可能很难进行分析），一般会先进行不加电的测试。不加电测试也有助于对接收设备设计和生产过程中所使用的浪涌保护电路和装置的效果进行评估。另外，如果必须在浪涌测试过程中对受试设备的性能进行评估，那么就有必要进行加电测试。由于抗扰度测试意味着实际工作中的抗扰度，因此有必要尽量按照设备的真实工作情况所需的布线和配置进行加电测试。如前所述，一些设备可能已经具备了浪涌保护装置和电路，那么在进行成品设备的浪涌测试或现场浪涌测试时就必须考虑这些情况，这样可以保证对测试结果有一个合适和正确的解释。

8.5.3 浪涌测试波形

在一些文献中，也经常将电快速瞬态脉冲描述成一种浪涌波形。然而，出于一些考虑，电快速瞬态脉冲可以分成不同的情况，在本章我们也是这样处理的。下面来讨论浪涌测试波形，而不是电快速瞬变脉冲测试波形。对于浪涌波形的现场观察和分类人们已经做了大量的试验和建模工作并进行了公布。研究结果认为有两种浪涌测试波形特别值得关注[16]，它们是：

189

- 表示振荡型浪涌的振铃波形。
- 表示高能浪涌的混合波形。

下面对以上两种波形分别进行简单的讨论。

振铃波是频率相对较高的振荡型浪涌。在第 3 章我们已经注意到瞬态或浪涌能够激励系统的自然谐振频率并形成一种振荡波，即使这些瞬态或浪涌在开始的时候是无方向性的。文献中所提到的一些经过报道的测试显示，大部分沿着室内低压电力线上传播的浪涌电压都具有振荡波形。图 8-14 给出了进行这种浪涌电压抗扰度测

试所要求使用的测试波形。它的上升时间为0.5μs，频率为100kHz，持续时间为10μs。这种波形会按照规范要求的极性相反的相邻波峰的幅度比值而逐渐衰减，规范要求第二个峰值与第一个峰值的幅度比在40%～110%之间；第三个峰值与第二个峰值的幅度之比和第四个峰值与第三个峰值的幅度之比在40%～80%之间。对于第四个峰值以后的（衰减型）振铃波形的幅度是没有规范要求的。这种测试波形的规范也包括了开路电压峰值与短路电流峰值的额定比值。对于 V_p/I_p 的比值，规定使用10Ω+3Ω的电阻模拟馈线和较短的分支电路的浪涌（图3-7中环境位置B），使用30Ω+8Ω的电阻模拟插座和较长的分支电路上的浪涌（图3-7中环境位置A）。

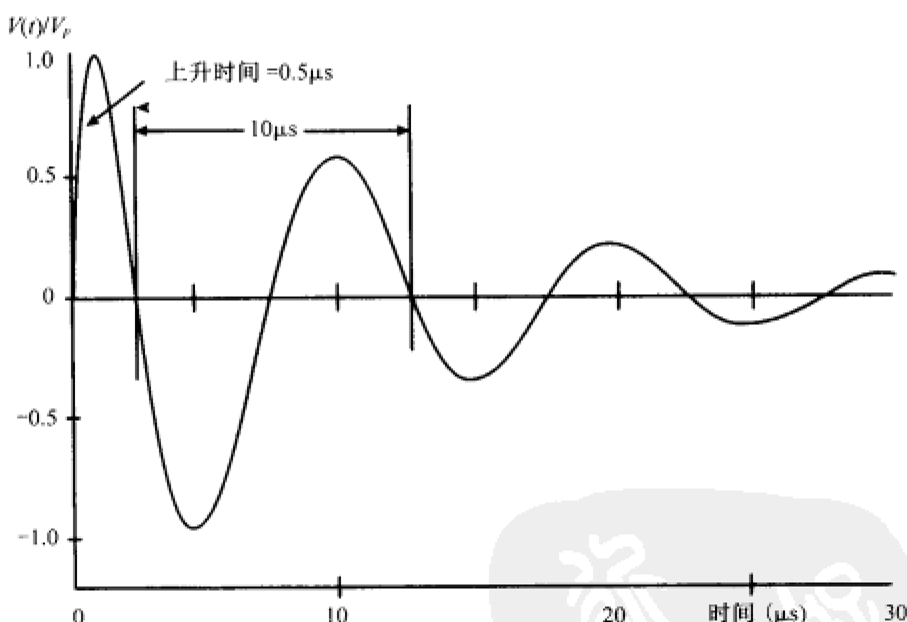


图8-14 100kHz振铃波的波形

注：摘自参考文献［16,18］。

图8-14给出的浪涌波形为一个阻尼衰减的正弦波形，由式（8-6）给出：

$$V(t)=AV_p(1-e^{-t/t_1})e^{-t/t_2}\cos(\omega t) \quad (8\text{-}6)$$

其中 $t_1=0.533\mu s$，$t_2=9.788\mu s$，$\omega=2\pi\times100\times10^3 rad/s$，$A=1.590$。

浪涌抗扰度测试所经常使用的另一种波形是混合波形，它代表了高压浪涌。这种波形代表了临近的雷击放电、熔断器工作或电容器开关所产生的应力级。混合波形包括两种波形，一种是开路电压，一种是短路电流，如图8-15所示。

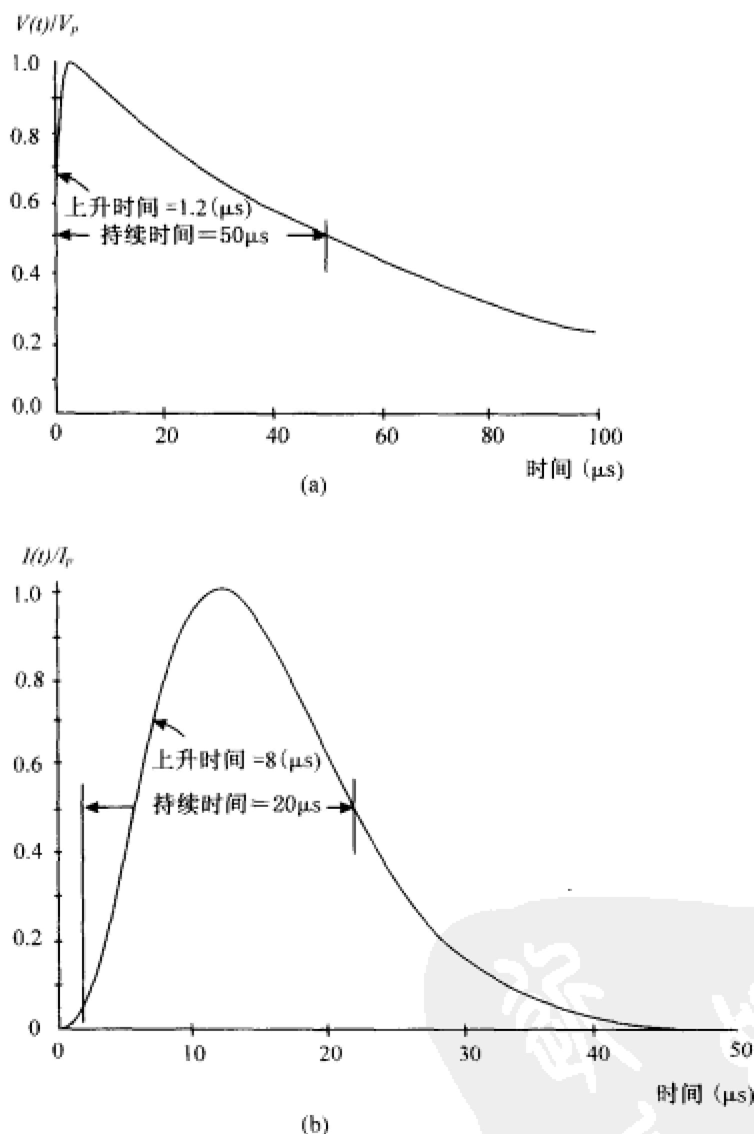


图 8-15

（a）开路电压和；（b）短路电流的混合波形

浪涌发生器可以产生混合波形，同时将上升时间为1.2μs、持续时间为50μs的电压脉冲施加到受试设备的开路端，将上升时间为8μs、持续时间为20μs的电流脉冲施加到受试设备的短路端。对于所有的浪涌强度，开路电压峰值与短路电流峰值的额定比值为2Ω。混合波形由式（8-7）和式（8-8）表示： 191

$$V(t)=A_vV_p(1-e^{-t/t_1})e^{-t/t_2} \tag{8-7}$$

$$I(t) = A_I I_p t^3 e^{-t/t_3} \tag{8-8}$$

其中 $A_V = 1.037$，$t_1 = 0.4074\mu s$，$A_I = 0.01243\ (\mu s)^{-3}$，式（8-7）中 $t_2 = 68.22\mu s$，式（8-8）中 $t_3 = 3.911\mu s$。

1.2/50μs 的电压波形通常用于测试绝缘措施的基本脉冲电压承受能力，在绝缘失效之前，这种测试通常是开路（电阻无限大）的。类似地，8/20μs 的电流波形用于将大电流注入到浪涌保护装置以评估其浪涌承受能力。开路电压和短路电流是同一现象的两个方面，比如雷电引起的过度电性应力，在这种标准波形中，两种波形合并成一个波形。

在实验室中产生的测试波形可能不会与式（8-7）和式（8-8）所表示的波形一致，这是由于实际情况下设备部件的允许偏差所致。虽然我们挑选出了两种浪涌测试波形，但它们也只是作为例子而已。振铃波形和混合波形为 IEEE 标准 C 62.41-1991 中的部分要求，但以它们为例已经足以说明在其他标准中也会要求按照这两种或一些其他类型的浪涌测试波形进行测试。

8.6 小结

在本章中给出了检验设备脉冲电磁干扰抗扰度的测试配置和测试过程的详细描述。在测试开始之前，设备的生产商和用户必须对具体的测试计划和浪涌强度达成共识。在实验室进行测试时，最好使用简单的、定义明确的测试波形，这样可以保证在本实验室、其他实验室或测试场地能够再次得到相同的波形。定义明确的波形给测试结果的比较提供了统一的依据和标准。实际上，自然现象和设备噪声引起的电磁噪声并不像测试波形那样简单和定义明确。所以，不要以为使用标准波形测试所得到的结果能够代表所有处于最大强度下的干扰类型，同时，也不要以为通过实验室测试的设备就能够在实际工作中所遇到的各种各样的浪涌和瞬态波形条件下生存。设备能够通过标准脉冲测试仅仅意味着在其整个生命周期内，实际工作环境中存在的一部分浪涌和瞬态（相对于所有可能出现的浪涌和瞬态类型）不会对其工作构成影响。

192

参考文献

1. G. R. Dash, "Designing to avoid static ESD testing of digital devices," in *Proc. IEEE International Symp EMC*, pp. 262 – 272, 1985.
2. C. Duvvury, R. N. Rountree, and R. A. McPhee, "ESD protection: design and layout issues for VLSI circuits," *IEEE Trans Industry Applications*, Vol. IA-25, pp. 41 – 47, Jan. 1989.
3. L. Geppert, "EMI in the sky," *IEEE Spectrum*, p. 21, Feb. 1994.

4. W. Boxleitner, *Electrostatic Discharge*, New York: IEEE Press, 1989.
5. *IEEE Guide on Electrostatic Discharge Characterization of the ESD Environment*, IEEE C 62.47, New York: IEEE Press, 1992.
6. P. F. Wilson and M. T. Ma, "Fields radiated from electrostatic discharges," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-33, pp. 10 – 18, Feb. 1991.
7. *Electromagnetic Compatibility for Industrial Process Measurement and Control Equipment Part-2*, Electrostatic discharge requirements, International Standard IEC 801-2, International Electrotechnical Commission, Geneva, 1991.
8. W. Rhoades, D. Staggs, and D. Pratt, "Comparative overview of Proposed ANSI ESD Guide, IEC and CISPR ESD Standards," *Proc. IEEE International Symp EMC*, pp. 337 – 342, 1991.
9. R. K. Keenon and L. A. Rosi, "Some fundamental aspects of electrostatic discharge testing," in *Proc. IEEE International Symp EMC*, pp. 236 – 241, 1991.
10. *The Pulsed EMI Handbook*, Third edition, Keytech Instruments Corporation, Wilmington, Mass., 1993.
11. *Guide to Electrostatic Discharge Test Methodologies and Criteria for Electronic Equipment*, IEEE C63.16, New York: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 1991.
12. F. D. Martzloff and T. F. Leedy, "Electrical fast transients, applications and limitations," *IEEE Trans Industry Applications*, Vol. IA – 26, pp. 151 – 159, Jan./Feb. 1990.
13. M. Lutz and J. P. Lecury, "Electrical Fast Transient IEC 801 – 4. Susceptibility of electronic equipment and systems at higher frequencies and voltages," in *Proc. IEEE International Symp EMC*, pp. 189 – 194, 1992.
14. *Electromagnetic Compatibility for Industrial Process Measurement and Control Equipment Part-4*: Electrical fast transient/burst requirements, International Standard IEC 801-4, International Electrotechnical Commission, Geneva, 1988.
15. B. Cormier and W. Boxleitner, "Electrical Fast Transient testing—an overview," in *Proc. IEEE International Symp EMC*, pp. 291 – 296, 1991.
16. *IEEE Guide on Surge Testing for Equipment Connected to Low-Voltage A C Power Circuits*, IEEE C 62.45-1987, New York: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 1987.
17. F. D. Martzloff and T. S. Gruzs, "Power quality site surveys: facts, fiction, and fallacies," *IEEE Trans Industry Applications*, Vol. IA-24, pp. 1000 – 1018, Nov./Dec. 1988.
18. *IEEE Recommended Practice on Surge Voltages in Low-Voltage AC Power Circuits*, IEEE C 62.41 – 1991, New York: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 1991.

习题

1. 如果接收设备要通过人体的直接放电接收到（1）15kV，（2）1kV，（3）250V 的脉冲，计算人体所带静电的能量。
2. 根据静电放电枪的结构（图 8-4 ~ 图 8-7 所示）分析在放电电阻 R_s 和 EUT 之间的放电枪的长度所带来的影响。请将放电枪的这段长度建立成一种特征阻抗为 Z_0、长度为 l 的传输线模型，并给出进入到负载 Z_L 的放电电流表达式。
3. （1）考虑图 A8-1 给出的 EFT 测试配置的简化等效电路。假设电感中存储的能量完全转移

到并联电容，在开关闭合，并且测试波形施加到感性负载上时，请使用图中所示的电路参数给出感性负载两端瞬态电压的表达式。

（2）请根据以下的参数配置计算瞬态负载电压：

$L_b=1\text{H}$，$C_b=80\text{pF}$，$L_a=10\text{mH}$，$C_a=0.08\mu\text{F}$，$V=20\text{V}$[1]

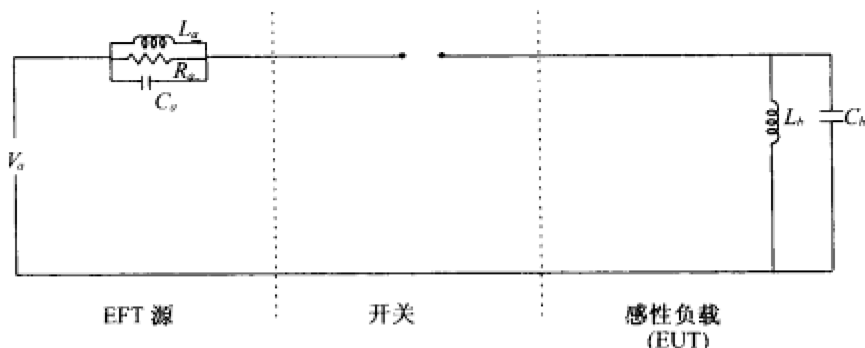


图 A8-1

4. 请描述在何种条件下，ESD 测试波形能够真正在受试设备表面产生 EFT。

5. （1）描述浪涌测试中反向滤波器的作用。

（2）使用一个等效电路来解释要将一个正确的浪涌电压幅值加到受试设备上，反向滤波器起到了何种作用。

6. 判断以下表述是否正确，并作简单解释。

（1）当一个人在导电的地板上赤脚行走并用手接触金属门把手时，这个人无论如何都会受到 ESD 的危害。

（2）ESD 测试所使用的水平和垂直耦合板必须使用无感的低电阻的金属带与地直接连接到一起。

（3）在 ESD 的测试配置中，受试设备要放在基准地上，并与其连接在一起。

（4）EFT 测试中基准地的尺寸和设计不是关键因素。

（5）对于第 3 章中的图 3-7（给出了 3 种区域），在区域 A 中振铃波形的浪涌是最显著的。

194

（6）对于第 3 章中的图 3-7，在区域 C 中混合波形的浪涌是最显著的。

1. 根据图 A8-1，$V=20\text{V}$ 应为 $V_a=20\text{V}$。——译者注

第9章 接地、屏蔽与搭接[1]

9.1 电磁兼容技术工艺

电磁干扰源有很多，它们由单个电路设计、工程或布线产生。电磁辐射及随之而来的相互影响，以及电路、设备或系统的某一部分对另一部分产生的传导干扰都会引起电磁干扰。

有若干技术及工艺可有效地控制电磁干扰并达到电磁兼容。没有一项技术或措施可以解决所有的干扰问题。在很多实际情况中，为解决一个单一的电磁干扰问题常需要采用多种措施。

本章阐述了三项防止电磁干扰的措施。它们是：

- 接地
- 屏蔽
- 搭接

有同等重要性的另一技术，滤波，将在下一章考虑。除这四项措施外，特殊设计的电缆、连接器、衬垫、分隔变压器，以及其他一些抑制瞬变的构件与电路，在实际中也被选用以控制电磁干扰。这些内容将在第11章中阐述。合宜的频率工程，即精细的频率规划与分配以及频谱管理，是一项消除或控制电磁干扰的基本措施。这一内容将在第12章中论述。

9.2 接地

理想的电大地是具有零电位的土壤，这时需有一根由导电材料制成的接地棒或导线插入其中以便为不需要的电流提供低（理想值为零）阻抗通道。电气上的地是一个涉及系统及电路中所有电压的参考电位（对大地常取0V）的低阻抗面。接地是一种技术，它可在电气或电子设备与大地或低阻抗公共参考面间提供低阻通道，使故障电流或电磁干扰信号旁路。因此，当雷电或电气短路引起绝缘燃烧时为防止人员遭受电击或火灾危险以及为防止设备或系统受到电磁干扰，电气接地都非常重要。

1. 本章由印度SAMEER电磁学中心的Sisir K. Das编写。

当需要保证安全接地的标准实践时，因涉及大量的电气参数，进行电磁干扰接地就需更好地理解问题。

9.2.1　接地原理及实践

MIL-STD-454C（1970年10月）发布了电子设备的几项通用要求。这些要求给出了表9-1[1]所示的若干种物理效应的交流及直流电击危害电流基准值。

表9-1　电击危害电流基准值

60Hz 交流电流/mA	直流/mA	效　应
0.5～1.5	0～4	可感知
1～3	4～15	吃惊
3～22	15～88	条件反射
21～40	80～160	肌肉抑制
40～100	160～300	呼吸障碍
100以上	300以上	致命事故

在300Hz以上，由于集肤效应，产生上述效应所要求的电流基准值开始增加，在100kHz～200kHz以上，电击感觉由刺痛转变为热或烧伤。

图9-1及图9-2表示了接地不当的两个实例，在图9-1中可以看出[2,3]，由于医院用的故障电器产生了典型的危害电流，如果配电板在15m以外，而电力布线用12号线规，则15m长的地线具有0.08Ω的电阻。这个有故障的电器在两个器件间形成地电位差，结果是可能有致命的电流通过患者。图9-2表明接地不适当时，在雷电流作用下由于接地导体存在电感，在两个设备间就会形成不等的参考电位。

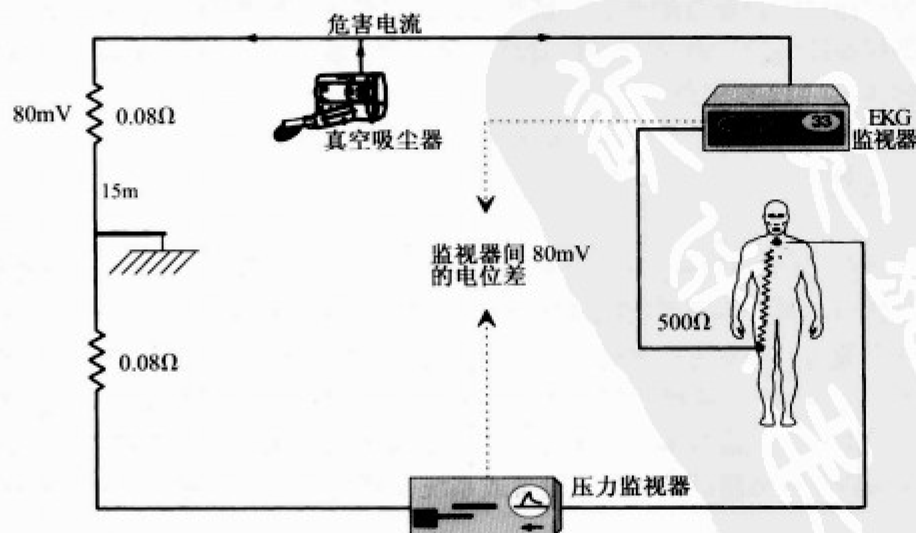


图9-1　由于接地不当而引起通过患者的危害电流

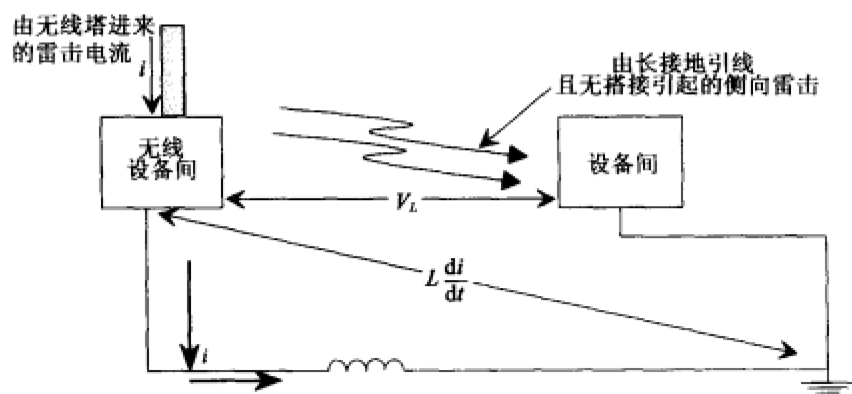


图 9-2 由于接地不当而引起的雷电感应电磁干扰

9.2.1.1 大地阻抗。最接近零阻抗的地参考面是一个极大的埋于地下的铜或银良导体层，它使电流分布面足够大以便把电压梯度降至安全水平。这种措施非常昂贵且不实用。更实际的措施是将大面积的金属栅格或网线埋入大地至某一适当深度。

大地电极需有足够的材料以防止电力线故障或雷击时大电流通过电极产生的局部过热。在电极附近地面可能会有较大的电压。随着距离的加大，此电压值会减小。196 在地面上行走的人两足间会承受电压梯度，即跨步电压[4]。电击的最大安全跨步电压与个体暴露于此电压的时间及地面的大地电阻率有关。将接地棒顶端埋入大地可以降低沿大地表面的电压梯度。围绕大地电极将栅格放入地中并与接地棒连接还可进一步降低靠近大地的电压梯度（图 9-3）。

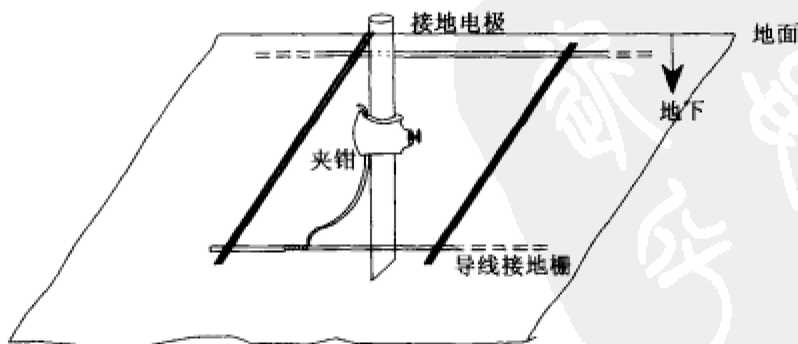


图 9-3 由埋式接地栅与垂直接地棒组合而成的接地电极系统

一个简单的导电地电极系统的电阻 R 定义为

$$R=\rho\frac{l}{A}=\frac{V}{I} \tag{9-1}$$

其中 ρ 为导电媒质的电阻率，l 为地中电流通道的长度，A 为导电通道的截面面积，I 为进入电极的电流，V 则为测得的电极相对于无限远处的电压。

大地中土壤含有固体颗粒及溶解的盐分。电阻率随土壤类型不同而产生的巨大变化，见表9-2[4]。除随土壤类型变化外，给定类型的土壤的电阻率还会随含水量、盐的浓度以及土壤温度的改变而产生几个数量级的变化。

表9-2 不同土壤的电阻率

土壤类型	土壤电阻率的近似值（Ω·cm）
潮湿有机土壤	10^3
潮湿土壤	10^4
干土壤	10^5
基岩	10^6

接地电阻更科学的定义可以这样给出，即认为有一个金属半球被埋于均匀土壤中，如图9-4所示。注入电流 I 按径向流动，等位面是电极的同心圆。因连续的等位面面积越来越大，电流密度 J 随着半径的加大而减小，如下式所示：

$$J=\frac{I}{2\pi r^2} \tag{9-2}$$

197 ≀ 198

由欧姆定律知 r 点的电场强度为

$$E=\rho J=\frac{\rho I}{2\pi r^2} \tag{9-3}$$

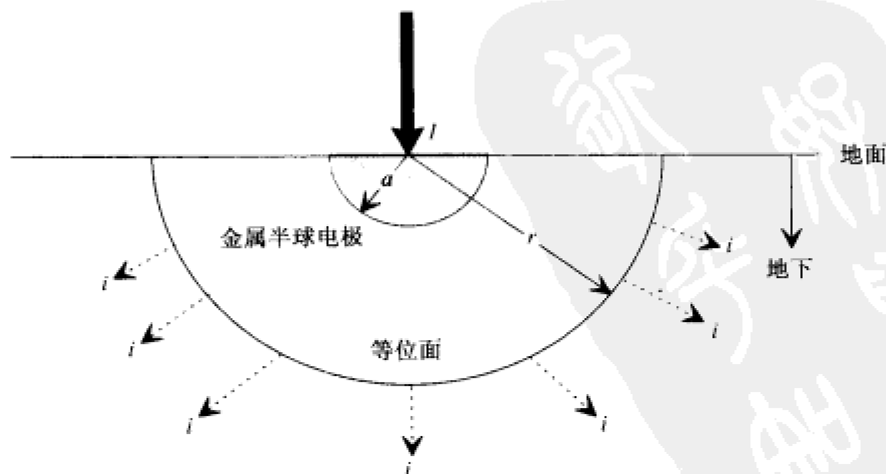


图9-4 球状接地电极

电极表面相对于 r 处测得的电压为

$$V=\int_a^r \vec{E}\cdot \mathrm{d}\vec{r}=\frac{\rho I}{2\pi}\left(\frac{1}{a}-\frac{1}{r}\right) \tag{9-4}$$

当 $r\to\infty$ 时，电极上的电压为

$$V=\frac{\rho I}{2\pi a} \tag{9-5}$$

因此接地电阻变为

$$R=\frac{V}{I}=\frac{\rho}{2\pi a} \tag{9-6}$$

下面几节将论述不同的接地电极系统。

9.2.1.2 单棒电极。如图 9-5 所示，当一根导电棒埋入地中作为接地体时，我们可以近似地把棒长看作一系列埋入均匀土壤中的球状单元，在这种情况下靠近地表面处单位长度流入土壤的电流要比在棒底部大。垂直接地棒对地电阻的经验公式[4] 为 199

$$R_0=\frac{\rho}{2\pi l}\ln\left(\frac{3l}{d}\right) \tag{9-7}$$

式中，l = 棒长；

d = 棒的直径；

ρ = 大地电阻率。

可以看出接地棒长度的影响大于接地棒直径的影响。

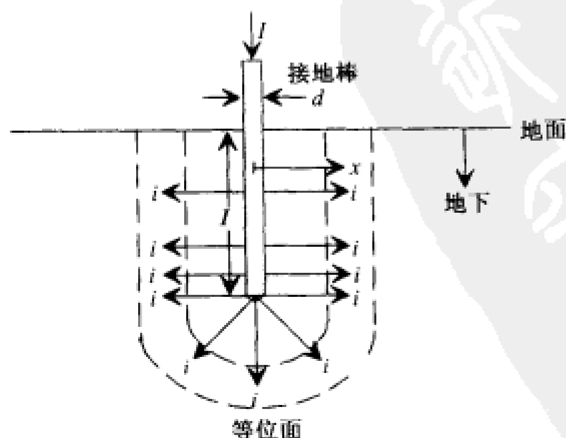


图 9-5 单棒接地电极

如果我们把均匀大地分成均匀厚度的管壳，可明显地看出离电极最近的管壳面积最小，因此存在最大的电阻变化率。设流入接地棒的电流通过每一等位管壳流出，则在 x 与无限远两点间的对地电阻[3,4]可表示为

$$R_x=\frac{\rho}{2\pi l}\ln\left(\frac{l}{x}+\sqrt{1+\left(\frac{l}{x}\right)^2}\right) \tag{9-8}$$

而此值与 R_0 的比值为

$$\frac{R_x}{R_0}=\frac{\ln\left(\frac{l}{x}+\sqrt{1+\left(\frac{l}{x}\right)^2}\right)}{\ln\left(\frac{3l}{d}\right)} \tag{9-9}$$

式（9-9）给出单棒的影响范围。对长10ft、直径1in的接地棒而言，在距棒半个棒长（$x=l/2$）处此比值为

$$\left.\frac{R_x}{R_0}\right|_{x=l/2}=0.245 \tag{9-10}$$

因此长10ft的接地棒在 x 与无限远两点间有24.5%的对地电阻，而其余的75.5%对地电阻则在距接地棒5ft范围以内。

9.2.1.3　由垂直接地棒构成的线状接地系统。当两根或多根（N 根）电极紧邻时，由于邻近接地棒产生的场相互作用，使接地电阻不等于单根接地电阻的 $1/N$。如果极间距离超过单根接地棒长度的两倍以上，则相互影响就减弱至最小了，而使每欧的成本下降。对长为 l、直径为 d、直线间距为 s 并以绝缘导体将各棒顶连在一起的 N 根垂直接地棒而言（图9-6），合成接地电阻为[4]

200

$$R_N=\frac{\rho}{2\pi Nl}\left(\ln\frac{8l}{d}-1+\frac{2l}{s}\ln\frac{2N}{\pi}\right) \tag{9-11}$$

9.2.1.4　由垂直接地棒构成的方形接地系统。对等间距的 N 根垂直接地棒构成的方形接地系统而言，接地电阻为[4]

$$R_A=\frac{R_0}{N}\times R_R \tag{9-12}$$

电阻比 R_R 可按不同的间距 s 由图9-7查得。

9.2.1.5　水平埋设的接地栅。事实上大地不是完纯导体，但当电流通道面积足够大，电阻可以很小而大地则可成为良导体。由于这个原因，在地中占有大面积的接地栅系统是能提供低对地电阻的良好接地系统，并在地表面减小了电压梯度。为

得到最小的电压梯度，建议采用在每一交越点以水平导线连在一起的接地栅，这一接地栅系统的接地电阻为[4]

$$R_g = \rho\left[\frac{\sqrt{\pi}}{4\sqrt{A}} + \frac{1}{L_t}\right] \tag{9-13}$$

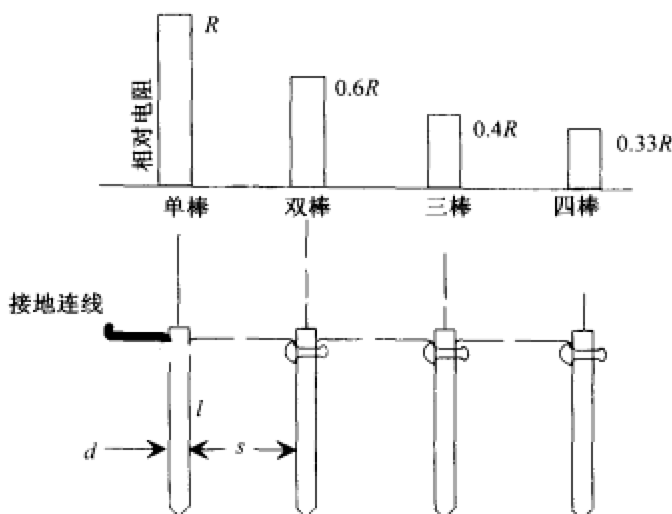


图 9-6 垂直接地棒的线状接地系统

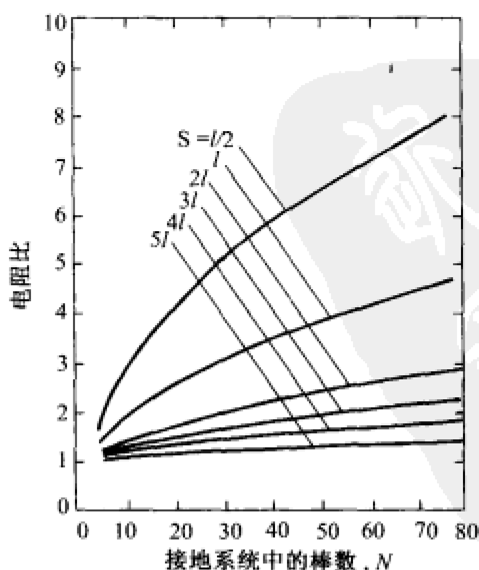


图 9-7 接地棒系统实际电阻与 N 根并联接地棒理想电阻的比值

注：摘自参考文献［4］。

此处 L_t 为网栅所用导线的总长度，而 A 则为接地栅的总面积。用增加接地栅数 201 量及每一接地栅覆盖面积的办法可显著地降低埋式网栅的接地电阻。

9.2.1.6 由垂直接地棒与埋地接地栅连成的接地床基。为了得到足够低的接地电阻，可能需要采用接地棒与地下网栅构成的组合接地体。图9-3表明接地棒与网栅如何构成组合接地体的物理实现状况。接地棒与网栅组合体的接地电阻为[3,4]

$$R_t = \frac{R_g R_A - R_m^2}{R_g + R_A - R_m} \tag{9-14}$$

此处 R_m 为考虑了接地棒对网栅相互作用后的互电阻，可由式（9-15）求得

$$R_m = \frac{0.73\rho}{L_t} \log_{10} \frac{2L_t}{\sqrt{2r_g h}} \tag{9-15}$$

此处 r_g 为接地栅导线的半径，而 h 则为接地栅在地下的深度。

由于极端气候条件，靠近地表面土壤电阻率会有波动，而这种组合接地系统实际上可保证靠近地表面有不变的接地电阻。接地棒提供可靠的接地源，而接地栅则提供了使地表面故障电位均衡的安全措施。

9.2.2 接地注意事项

一个电极的对地电阻与土壤电阻率直接成正比，而与土壤及电极间的总接触面积成反比，添加垂直接地棒或水平接地栅不是降低接地电阻的经济有效方法，因为这时增加了互耦效应。降低接地电阻的最有效方法，就是下节中所述的通过增加土 202 壤中的含水量及离子盐含量以降低土壤电阻率的方法。

9.2.2.1 潮湿化。地面排水应引导至接地电极系统的周围以保持电极系统潮湿。对绝大多数类型的土壤来说，30%的含水量将会产生足够低的电阻率。

9.2.2.2 化学制品增盐法。在土壤中添加离子化学制品并使之直接围绕电极，可降低电极的接地电阻。这些化学制品按优先次序依次为：硫酸镁（$MgSO_4$）、硫酸铜（$CuSO_4$）、氯化钙（$CaCl_2$）、氯化钠（NaCl）及硝酸钾（KNO_3）。由于硫酸镁成本低、导电率高，且对接地电极系统的腐蚀效应低，所以它是最常用的材料。不推荐使用氯化钠与硝酸钾，因为它们容易使接地电极系统产生腐蚀，除非特别小心。

增加土壤盐分最常用的方法是围绕电极挖一个深1ft的圆沟，如图9-8所示，圆沟中填充盐分，然后盖上泥土并灌水以便在电极系统周围形成盐溶液。因为化学制品会逐渐被雨水冲洗掉，所以这样处理并不能永久改善接地电阻，建议每2或3年重复以上化学过程以保证效果。

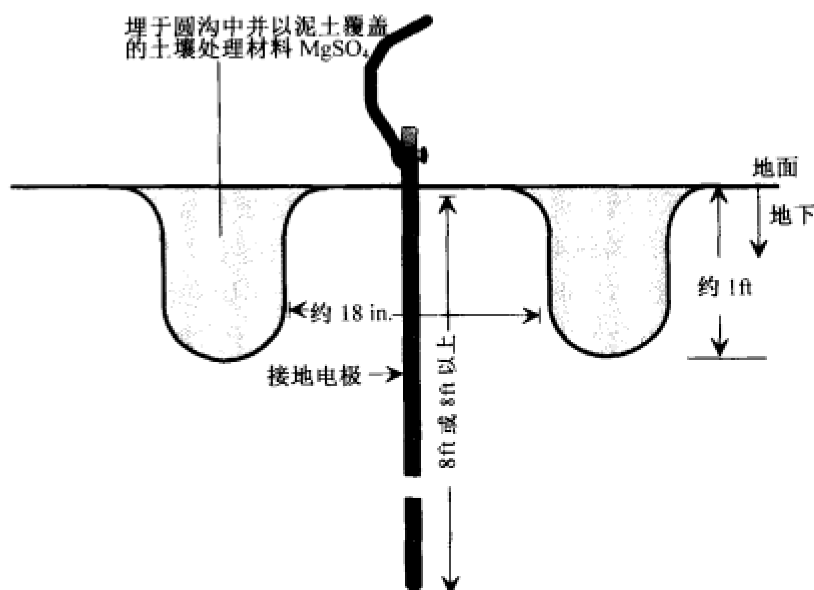


图 9-8 接地时处理土壤的圆沟法

9.2.2.3 阴极保护。所有接地电极的金属都会受到腐蚀，与周围环境或起化学作用或起电化作用，从而在环境中形成稳定的化合物。有两种腐蚀过程：(1) 原电池腐蚀——以水分作为电解液在两种不同金属间形成伏特电池而形成的腐蚀；(2) 电解腐蚀——两种金属（不需有不同的电化活动序）通过电解液接触时形成的腐蚀。 203 在这些情况中，分解归因于局部电流的存在。由于存在电力系统地回路那样的结构，因此存在该电流。

9.2.2.4 腐蚀抑制。最终腐蚀的程度决定于表 9-3 所示的电化活动序中金属的相对位置。避免腐蚀有害作用的最有效途径是采用电化活动序较低的金属如锡、铅或铜。

表 9-3 电化活动序

金属	铝	锌	铁	镍	锡	铅	铜	银	金
EMF（V）	+1.60	+0.76	+0.44	+0.25	+0.14	+0.13	-0.35	-0.80	-1.50

连接用的材料在电化活动序中应紧靠在一起，实际中常采用电镀法如在铜上镀锡以帮助减少差异。

9.2.2.5 材料、尺寸、涂敷及搭接方法。由于铜有很好的导电率及防腐性能，建议用铜导线组建地参考面的接地栅，导线尺寸、参考面的面积及深度应按单位阻值的要求及机械上可行的方案进行选择。接地栅结构内所有重叠的接合处应该电焊或融合在一起。网栅的所有外部连接应该缠裹并进行电焊。应该用铜或能与铜在电

气上兼容的金属进行这些连接。网栅与建筑物、钢筋结构或任何其他与大地相连的金属媒质都不应有任何电气连接以免形成多点接地。

9.2.3 接地电阻的测量

电流通过接地电极系统的电阻有三部分：(1) 电极及与其相邻的土壤之间的电阻；(2) 电极与土壤间的接触电阻，(3) 周围大地的电阻。对良导体而言，第 (1) 部分可忽略。如电极表面洁净而土壤也已填实，则美国国家标准局已指出接触电阻可忽略。周围大地的电阻是最大的分量，而且主要取决于大地电阻率。

测量接地电阻的原理见图9-9。接地电极棒1的对地电阻可根据接地棒1与电流参考探头2之间测得的电流对接地棒1与电压参考探头3之间测得的电压的比值来确定。通常当探头3与电极1中心处的距离为电极1与电流参考探头2距离的62%时，进行测量可得到正确的电阻值。在这种位置下，随电压参考探头距离的增大，电阻增长率很小并可认为是常量。接地棒1与接地棒3形成的地电位面有足够大的面积致使总电阻增加很小。接地棒2应远离接地电极系统以使62%的距离就能处于接地电极的"作用球"之外。

204

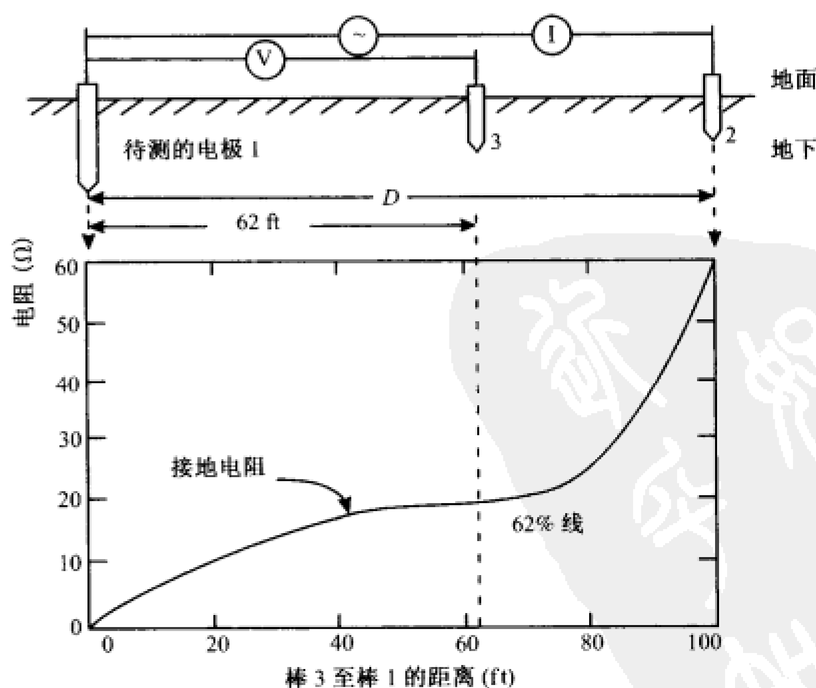


图9-9 接地电阻测试原理

在给定的接地点，土壤电阻率随土壤类型、含水量、盐浓度及土壤温度的不同，

会有几个数量级的变化。土壤具有典型的非均匀性，并且在给定场所也不总能确定准确的土壤类型。在特定地点准确决定土壤电阻率的最好方法还是对它进行测量。

图 9-10 表明一种测量土壤电阻率的技术，用电极 1 及 4 将某已知电流送入给定体积的土壤中，测量这一电流（通过电极 2 及 3 间的土壤）形成的压降，然后由式(9-1) 确定电阻率。这是美国国家标准局研发的四极法。四个电极以等间距排成一条直线插入土壤中。令

s = 地下电极端点间的间距

h = 埋地探头的深度

I = 电极 1 与 4 间的电流

V = 电极 2 与 3 间的电压

205

则[3]

$$V=\frac{\rho I}{4\pi}\left(\frac{1}{s}+\frac{2}{\sqrt{s^2+4h^2}}-\frac{2}{\sqrt{4s^2+4h^2}}\right) \tag{9-16}$$

$$=\frac{\rho I}{2\pi s} \quad \text{如果 } h\ll S$$

因此电极 2、3 间土壤电阻为

$$R=\frac{V}{I}=\frac{\rho}{2\pi s} \tag{9-17}$$

为避免极化作用，在本测试中不用直流电流。为避免土壤中杂散动力电流形成的误差，也不要用 50 或 60Hz。此测试用 400Hz 电源。

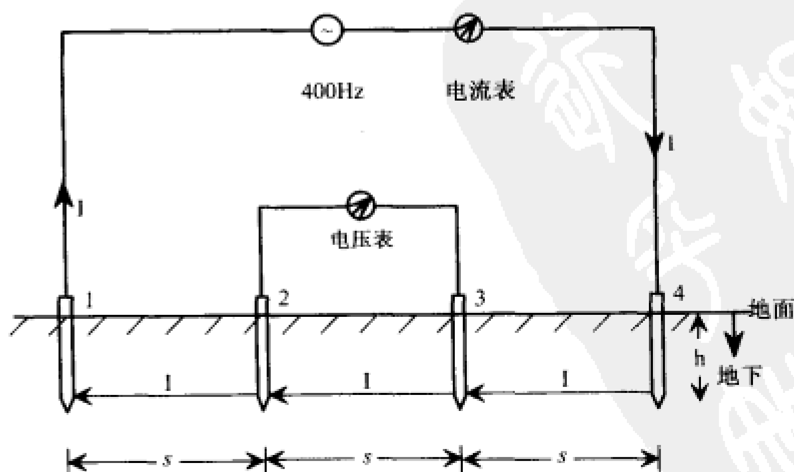


图 9-10 测试大地电阻率的四极法

9.2.4 电磁兼容中的系统接地

电磁兼容的地是作为信号电压参考的零阻抗面，实际中，由于接地面的有限导电性，通过两个接地点间共有阻抗的杂散地电流在两电路间产生了传导耦合干扰，如图9-11所示。电磁兼容接地的目的是：(1) 在实现信号、电源及电气安全各通道的有效性能时不要引起过量的共模干扰，(2) 建立一个通道以使外部导体上或环境中存在的干扰能量由敏感电路转移离开。电磁兼容接地不是简单易行的技术，这是因为设备与系统性能是很多变量的函数，如系统类型、系统外形、大小、方位、距离、频率、场的极化等。为了经济有效地控制电磁干扰还需对接地作定量处理。在接地技术很重要的场所要涉及两个基准面[5]：系统内部电路基准面及系统基准面。206 在系统内部电路基准面上必须解决内部地环路耦合。在系统基准面上，耦合至系统电缆的周围电磁干扰将通过不是由任何其他电磁干扰源激励的其他地环路来产生电磁干扰电流。

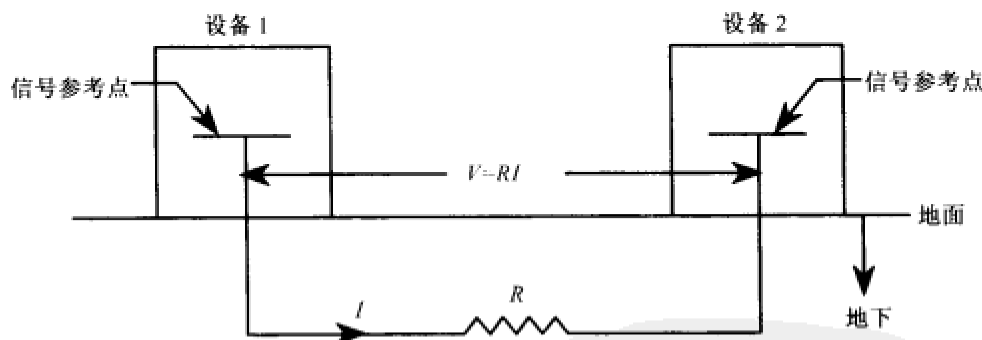


图9-11 由非零地阻抗引起的共模阻抗耦合干扰

9.2.4.1 系统接地网络。一个系统的电磁兼容接地网络要根据需要信号的频率范围及系统外形来选择，一切低频电路均可用导线接地，而高频电路及高速逻辑电路则必须有导电面形式或同轴电缆所形成的低阻抗抗干扰回归通道。动力引线的回归线应与上述线缆隔开，尽管它们终结于动力调节器的同一端子。信号接地网络可以单点接地、多点接地、混合接地或浮动接地[3]。

9.2.4.2 单点接地。在单点接地方式中，每一个子系统都接至互相隔开的接地面（建筑地、信号地、屏蔽地、交流初级及次级电源地）。这些各子系统的单独接地面最终将以最短途径统一连至参考电位的系统接地点（图9-12）。207

单点接地方式在低频时工作得更好，这时互连线的物理长度与工作频率波长相比很小。单点接地方式可避免图9-11所示的共模阻抗耦合问题。当由下列情况造成共模阻抗耦合时，贯彻上述单点接地方式的问题就变得非常明显。

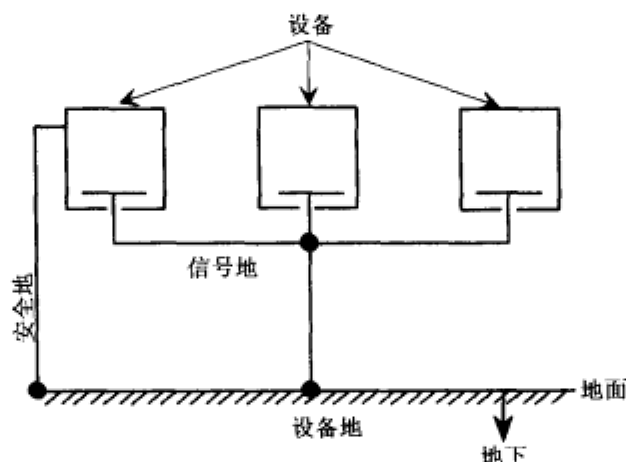


图 9-12 单点接地的布置

(1) 使用互连电缆，特别是有发射源或有接收机时电缆屏蔽体长度超过 $\lambda/20$ 的情况。

(2) 子系统间、设备外壳间或子系统与其他子系统的接地体间存在寄生电容。

9.2.4.3 多点接地。在多点接地方式中，每一设备都严格地搭接至牢固的接地导电面，然后将该面接大地以保证安全（图 9-13）。

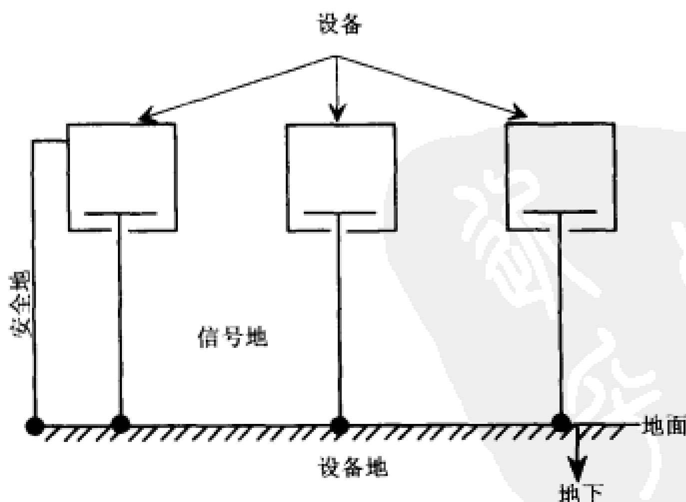


图 9-13 多点接地的布置

多点接地在高频时运转更好，这种接地方式的尺寸大于工作频率波长。在高频时，各连接系统在不同点有不同电位，这些系统需要在多点接地至零参考电位。高频时寄生容抗代表一个低阻抗通道，而子系统至地所在点的搭接电感产生了高阻抗。

因此在子系统间共模电流再次流动或形成不等的电位。

9.2.4.4　混合接地。在混合接地配置方式中，地在低频时是单点地，高频时是多点地。图9-14表明这种接地方式的图示电路，其中激励电路与传感电路的底壳一定要接地，而同轴电缆的屏蔽体应在两端连至底壳接地。此处一个对地的电容可免除低频地电流环路。在高频时电容产生低阻抗而电缆屏蔽体则被接地。因此这一电路可同时实现低频时的单点接地及高频时的多点接地。

208

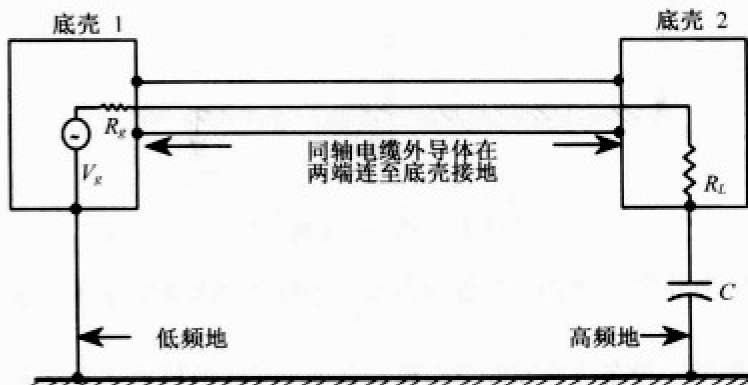


图9-14　可免除低频地电流环路的混合接地示意图

有时需将所有计算机及外围附加设备的外壳都连至电源系统地线以保证安全（防护电击危害）。因为地线通常含有显著的电噪声，因此用约1mH的一个或多个电感器（图9-15）以提供交流电源线频率的低阻抗（小于0.4Ω）安全地，并在作为计算机脉冲主能量频谱内对射频隔离[3]。电感器能使进入计算机电压逻辑母线的地线中的电磁干扰噪声及感应瞬态过程衰减。

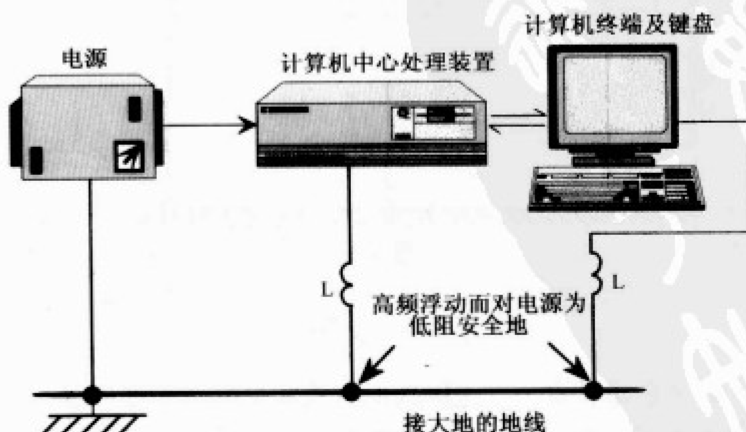


图9-15　对高频隔离的安全混合接地

9.2.4.5 浮动接地。一个浮动信号接地系统（图9-16）要与设备室、建筑物、大地以及其他导电体在电气上进行隔断，以免除接地系统中存在的噪声电流耦合环，不让它们在信号电路中流动。 209

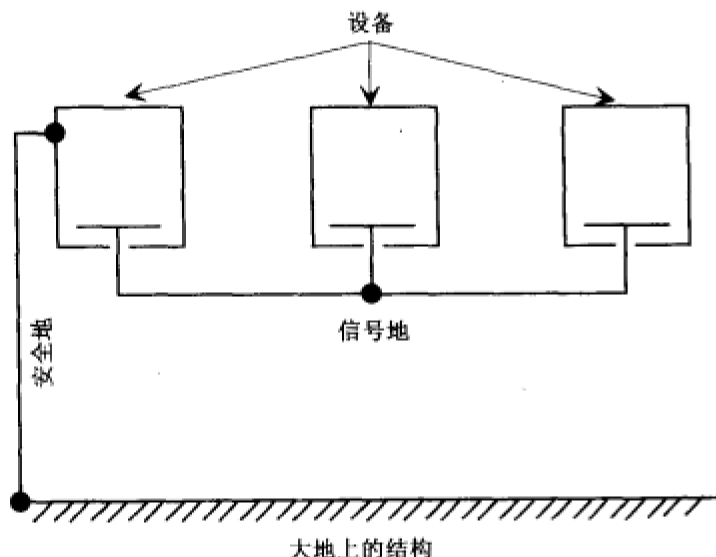


图9-16 浮动信号接地图

9.2.5 电缆屏蔽体的接地

当屏蔽电缆用来连接两个系统或两个子系统时，屏蔽体必须在两端连至单一的接地参考面，为了防止电磁能量穿过屏蔽体产生泄漏，屏蔽体的外表面必须接地（图9-17）。通常，设计师头脑中会产生疑问，屏蔽体到底是一端接地（不对称）还是两端接地（对称），还是沿电缆长度间隔地接地。这些接地方式的接地效果取决于电磁耦合模以及作连接用的电缆的电气长度（l/λ）。

电缆中有两个基本的电磁耦合模：（1）电场耦合——入射波极化方向平行于导体长度；（2）磁场耦合——入射波极化方向垂直于电缆与地面构成的环路。 210

可以看出电缆中拾取的电磁干扰电压通常随频率而增大。当频率增高时，对长度为l的电缆而言，谐振现象会引起最大的感应电压。

两端接地＋磁场激励→无谐振

两端接地＋电场激励→当$l=k\lambda/2$时谐振

一端接地＋磁场激励→当$l=(2k+1)\lambda/4$时谐振

一端接地＋电场激励→当$l=(2k+1)\lambda/4$时谐振

对电缆而言，两端接地方式对低频电场激励更有效，而对磁场激励而言，一端

接地更有效，因为这时可以消除电缆与地面构成的电流环路。然而两端接地方式可同时避免电场激励及磁场激励的高频谐振。为避免可能产生的地环路，在源点常有一个接地连接。对短电缆而言，在低频时同轴电缆两端电磁干扰感应电压近似相等，对电场及磁场两种激励而言，都需一端接地。

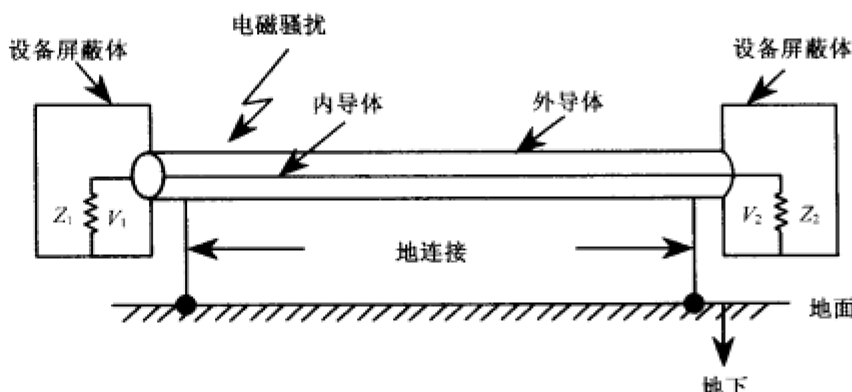


图9-17　电缆接地

9.2.6　设计举例

作为一个例子，让我们对EMI/EMC测试用的大型屏蔽室设备的单点接地设计进行分析研究[6]。设计目标是实现小于1Ω的接地电阻。

图9-18表示接地结构的方案，接地结构包括由导线网孔（1m×1m）组成的总尺寸为21m×21m的栅网，水平埋于地下1m深处。有16根直径为12.5mm、长为3m的铜棍在栅网区内均匀地分布并用铜对铜方式焊连至栅网。每根铜棍周围的土壤都用$MgSO_4$化学盐通过沟渠方法进行处理（见9.2.2.2节）。土壤电阻率可用9.2.3节所述的四极法进行测量。

211

在接地系统设计中，栅网大小与导线直径均需根据栅网结构的机械强度及有效面积进行选择。如式（9-7）所示，由于铜棍长度的影响比铜棍直径的影响大得多，因此铜棍直径取固定值12.5mm而铜棍长度则可变化以满足接地电阻小于1Ω的要求。各种参数（有关接地电阻）如下：

测得的土壤电阻率	$(\rho)=7000\Omega\cdot cm$
栅网深度	$(h)=1m$
栅网总面积	$(A)=21m\times21m$
栅网导线半径	$(r_g)=1.5mm$
网孔大小	$=1m\times1m$
垂直铜棍直径	$(d)=12.5mm$

垂直铜棍长度 $(l)=3\text{m}$

栅网导体总长度 (L_t) = 网孔大小 ×2×（每边网孔数 +1）

$=21\times2\times(21+1)=924\text{m}$

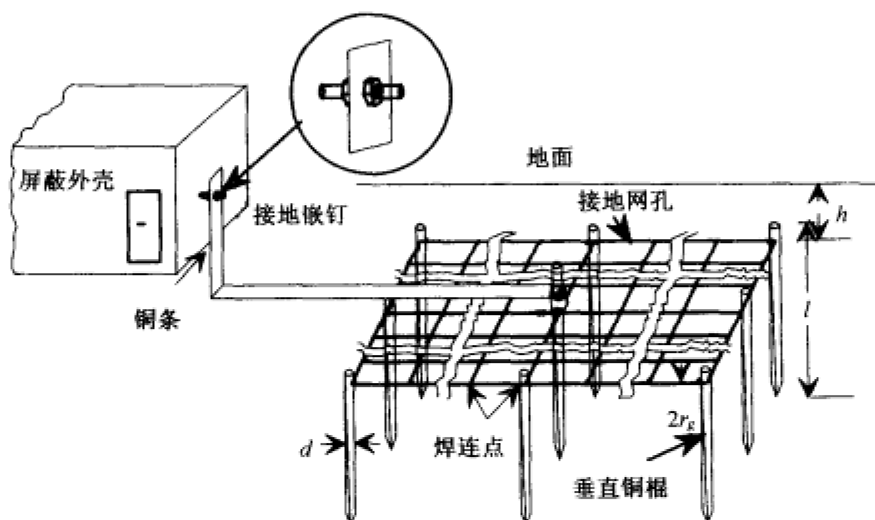


图 9-18 屏蔽室的接地方式[16]

由图 9-7 知在上列参数下的电阻比 R_R 为 1.5。铜棍接地电阻、导线网孔接地电阻以及其综合电阻可由（9-7）、（9-11）、（9-12）~（9-15）等式求得：

$R_0=24.43\Omega$

$R_N=6.83\Omega$

$R_A=2.29\Omega$

$R_g=1.55\Omega$

$R_m=0.25\Omega$

$R_t=0.97\Omega$

系统接地电阻的计算值为 0.97Ω。用一根截面为 50mm×3mm、长为 10m、直流电阻为 1.15mΩ、50Hz 时交流阻抗为 0.4mΩ、1MHz 时交流阻抗为 0.8Ω 的矩形铜条将此接地装置搭接至屏蔽室。

用 9.2.3 节的方法测试此室的接地电阻为 1.1Ω。出现计算值 0.97Ω 与实测值 1.1Ω 之差的可能因素归结于土壤状况及参数。垂直铜棍的接地电阻是假定土壤结构均匀所得的经验数据，因此铜棍周围的等位面呈现图 9-5 所示的规则图形。然而实际上，接地区的土壤不均匀，结果，计算值与实测值就出现偏差。测出的接地电阻更准确。计算值在设计过程中作为初次预估也非常重要。

9.2.7 附加实例

由于系统和/或其子系统接地不当，导致在实际中遇到了很多电磁干扰问题，下面叙述几个实际例子，其中包括解决问题的方法。

9.2.7.1 点字模（Dot matrix）印刷机。在一次对点字模印刷机的静电放电试验中，在设备表面的不同处加上静电放电脉冲。当加上一个6kV的静电放电脉冲时此系统失灵。经过分析，发现这是由于静电放电电流通过共阻抗通路耦合至内部电路的缘故。作为一种补救办法，对整体支撑点、接口卡面板、纸盘都提供分开的接地导体，并与安全地进行单点接地。这样处理可将静电放电抗扰度基准由6kV提高至10kV。

9.2.7.2 纺织计数器。当按IEC801-4标准（见第8章）将纺织计数器对电力线EFT（电快瞬态）抗扰度进行计算时，发现设备在低至0.5kV的EFT基准下就已失灵。作为解决这一问题的措施，可用一个电磁干扰电力线滤波器连至设备的功率输入点。这样可将抗扰度基准提高至1kV。滤波器的外壳屏蔽体再适当地连至设备箱，而屏蔽体则以0.7Ω的接地电阻连至接地面。这样处理后，系统可以耐受高至4kV的电快瞬态脉冲群。

9.2.7.3 计算机打印机。当一个8kV的脉冲以气体放电形式加到计算机打印机的牵引杆上进行静电放电试验时，可观测到一个有趣的事件。牵引杆由金属制成并用一个塑料传动装置与打印机其他所有金属部分电气隔离，当静电放电脉冲加到牵引杆的一端时，可以看到在杆的另一端与附近的打印机金属部分之间会出现火花。这就导致辐射发射并将由电子电路拾取（见8.3节间接放电），打印机失灵。解决这个问题可以在隔离的金属杆与打印机金属底盘间用一低弹性金属簧片接触器来提供一个接地通道。抗扰度基准可由8kV提高至15kV。

9.3 屏蔽

电磁屏蔽是一种防止或减小不需要的辐射电磁能量耦合至设备的技术，用以保证设备在其电磁环境中能够工作在兼容状态。电磁屏蔽在直流至微波频率的大部分电磁频谱中都有不同程度的屏蔽功能。当不可能采用完纯的整体屏蔽时，由于屏蔽墙存在的有意的不连续性（如屏蔽板的连接处、通风口、可视窗或开关设备）会使屏蔽问题很难处理。本节将讨论并分析包括这些问题在内的屏蔽技术。根据多种来源（包括个人经验）现已找出计算办法。

显然，在接收机与主扰发射机之间的电磁波通道中加上金属隔板就能构成屏蔽，穿越金属隔板时电磁波经受金属固有的阻抗[7]

$$Zm = \left(\frac{\omega\mu_0}{2\sigma}\right)^{1/2}(1-\mathrm{j})^{1} \quad (9\text{-}18)$$

良导体的这一阻抗值在光波段以下的频率范围内很低。

反射损耗及吸收损耗两种基本机理保证了屏蔽的主要功能。因此屏蔽理论就以穿过金属的传输状态及金属表面的反射为基础（图 9-19）。由于电磁波与屏蔽体间阻抗不匹配，由发射机出来的电磁波在低阻抗屏蔽面上就部分反射。在屏蔽体中又有部分被吸收后，其余部分再穿过屏蔽体进行传输。当吸收损耗不大时屏蔽材料分界面上还会产生多次反射。一个整板屏蔽体的总屏蔽效能 SE(dB) 可以用反射损耗 α_R(dB)、吸收损耗 α_A(dB) 及交互反射损耗 α_{IR}(dB) 的总和来表示[8]。

$$SE(\mathrm{dB}) = \alpha_R(\mathrm{dB}) + \alpha_A(\mathrm{dB}) + \alpha_{IR}(\mathrm{dB}) \quad (9\text{-}19)$$

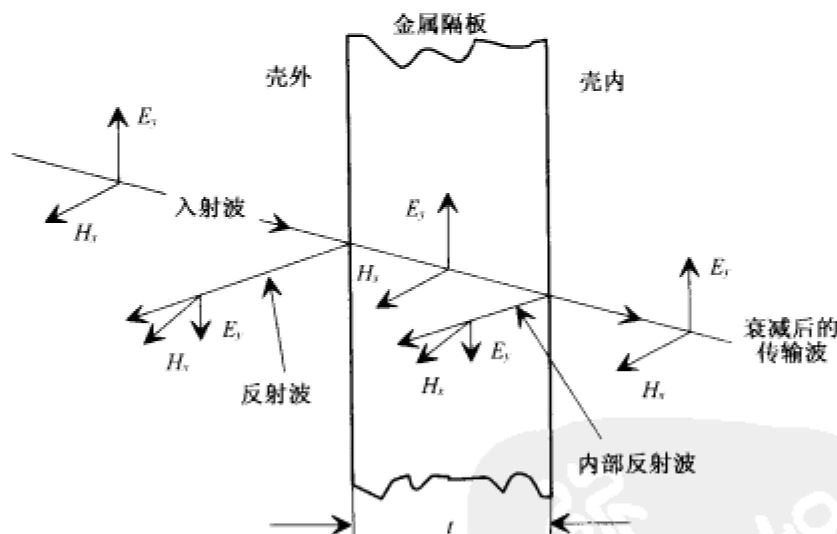


图 9-19 平面波屏蔽机理示意图

9.3.1 屏蔽理论及屏蔽效能

平面波屏蔽理论与实际间存在很大差别，实际的屏蔽效能取决于很多参数，如频率、干扰源与屏蔽墙的距离、场的极化方向、屏蔽体的不连续性等。在紧邻辐射源的区域最有可能出现强场，而这些场可以有轴向分量及横向分量。如果大部分能量储藏在电场或磁场中，则这些场也相对地以电场或磁场为主。两种场之间存在波

1. 原式如此，有误，应改为 $Z_m = \left(\frac{\omega\mu_0}{2\sigma}\right)^{1/2}(1+\mathrm{j})$。——译者注

阻抗的关系，波阻抗为电场切线分量与磁场切线分量之比。

$$Z = \frac{|\vec{E}_t|}{|\vec{H}_t|} \tag{9-20}$$

214 因此，以电场为主时波阻抗很大，而以磁场为主时波阻抗很小。

当与源的距离 $r > D^2/2\lambda_0$（当 $D \geqslant \lambda_0/2$ 时）或 $r > \lambda_0/2\pi$（当 $D \ll \lambda_0$时）足够大时，电磁波应为平面波，其波阻抗为

$$Z_w = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\varepsilon}} \tag{9-21}$$

此处 D 为源的尺寸，在空气媒质或自由空间中当低于光波频率时（$\lambda \ll \omega\varepsilon_0$）

$$Z_w = \eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = 120\pi\ \Omega \tag{9-22}$$

电场和磁场阻抗的数值可以通过把源看成一个小的电偶极子或一个小磁环来表达[9]。在 r 处于源的近区范围（$r \ll \lambda_0/2\pi$）以电场和磁场为主的波阻抗值可分别用下列近似式求得：

$$Z_E = \frac{\eta_0\lambda_0}{2\pi r} \gg \eta_0 \tag{9-23}$$

$$Z_H = \frac{\eta_0 2\pi r}{\lambda_0} \ll \eta_0 \tag{9-24}$$

图9-20表示这些场的波阻抗值随至源的距离而变化的情况。

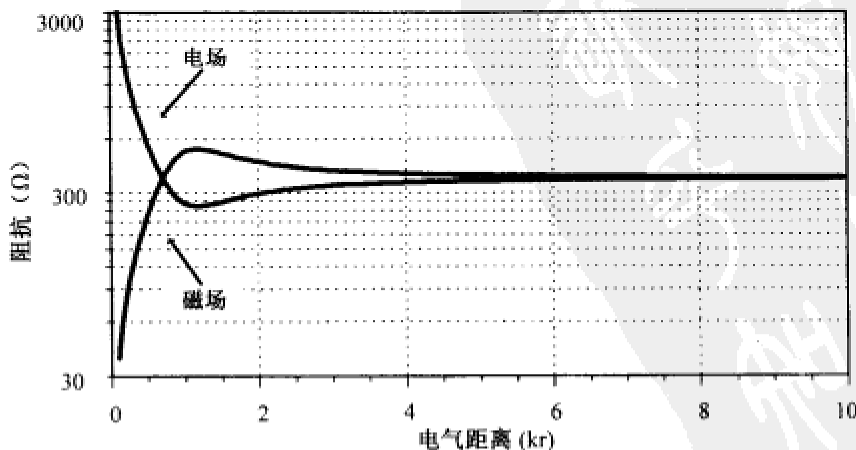


图9-20　波阻抗作为至源距离的函数的变化状况

这些场的屏蔽效能 SE 可定义为接收机在无屏蔽板时的功率与有屏蔽板时的功率的对数比：

$$\text{平面波}\quad SE(\mathrm{dB}) = 10\log_{10}(P_1/P_2) \tag{9-25}$$

$$\text{电场}\quad SE(\mathrm{dB}) = 20\log_{10}(E_1/E_2) \tag{9-26}$$

$$\text{磁场}\quad SE(\mathrm{dB}) = 20\log_{10}(H_1/H_2) \tag{9-27}$$

此处下标 1 表示无屏蔽板时接收机的数值，而下标 2 则表示在发射机与接收机间加了屏蔽板后接收机的数值。在电场与磁场的屏蔽效能公式中均假定屏蔽体前后的波阻抗不变。 215

9.3.1.1 单层屏蔽。对在光波频率以下应用的导体而言，传导电流通常远大于位移电流，此时 $\sigma \gg \omega\varepsilon_0$。对任意入射角为 θ_i 的电磁波而言，金属的电气参数如下：

金属内在垂直方向的传播常数为

$$K = \left(\frac{\omega\mu_0\sigma}{2}\right)^{1/2}(1+\mathrm{j}) \tag{9-28}$$

金属内沿垂直方向的衰减常数为

$$\alpha = \left(\frac{\omega\mu_0\sigma}{2}\right)^{1/2} \tag{9-29}$$

场强衰减为表面值的 e^{-1} 时的集肤深度为

$$\delta = \left(\frac{2}{\omega\mu_0\sigma}\right)^{1/2} \tag{9-30}$$

屏蔽体中的相速及波长为

$$v = c\sqrt{\frac{\omega\varepsilon_0}{\sigma}} < c;\lambda = \lambda_0\sqrt{\frac{\omega\varepsilon_0}{\sigma}} \tag{9-31}$$

按定义，反射损耗[10]为

$$\alpha_R(\mathrm{dB}) = -20\log_{10}|T| = 20\log_{10}\frac{|1-\nu|^2}{4|\nu|} \tag{9-32}$$

式中 T 为穿过屏蔽板的净传输系数。ν 为入射阻抗与金属层阻抗之比（η_0/Zm），而 η_0 则为自由空间的固有阻抗（$120\pi\,\Omega$）。

波穿过厚度为 t 的屏蔽体的吸收损耗为

$$\alpha_A = 8.686\alpha t\ \mathrm{dB} \tag{9-33}$$

交互反射损耗[10]为

$$\alpha_{IR}=20\ \log_{10}\left|1-\frac{(\nu-1)^2}{(\nu+1)^2}\mathrm{e}^{-2t(1+\mathrm{j})\sqrt{\pi f\mu\sigma}}\right| \tag{9-34}$$

在吸收损耗 α_A 大于 15dB 的情况下可略去交互反射损耗。单层屏蔽体对平面波场的总屏蔽效能用式（9-32）~式(9-34）计算。

216　9.3.1.2　多媒质分层屏蔽体。图 9-21 所示为多层屏蔽的情况，这里含有金属及气隙的 n 层屏蔽体的阻抗 $Zm_1, Zm_2, \cdots, Zm_n$。总反射损耗可看成各界面反射损耗之和。用数学式可表示为[10]

$$\begin{aligned}\alpha_R&=20\ \log_{10}\left[\frac{1}{2^n}\left(1+\frac{Zm_1}{\eta_0}\right)\left(1+\frac{Zm_2}{Zm_1}\right)\cdots\left(1+\frac{\eta_0}{Zm_{n-1}}\right)\right]\\&=20\ \log_{10}\frac{\left|1+\frac{Zm_1}{\eta_0}\right|}{2}+20\ \log_{10}\frac{\left|1+\frac{Zm_2}{Zm_1}\right|}{2}+\cdots+20\ \log_{10}\frac{\left|1+\frac{\eta_0}{Zm_{n-1}}\right|}{2}\end{aligned} \tag{9-35}$$

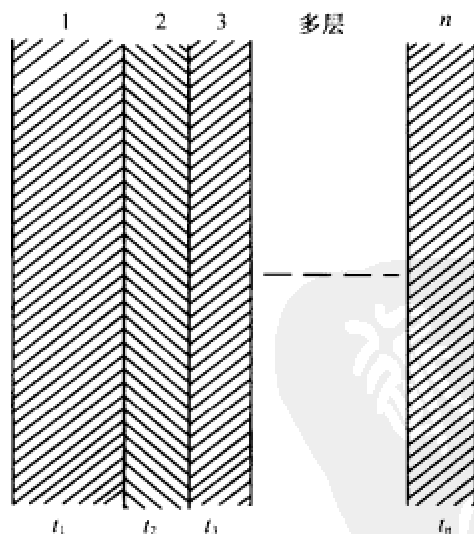


图 9-21　多层屏蔽体

多层的衰减损耗也可简单地取 n 层衰减损耗之和

$$\alpha_A=8.686(\alpha_1t_1+\alpha_2t_1+\cdots+\alpha_nt_n)^1\mathrm{dB} \tag{9-36}$$

1. 此式中 α_2t_1 应改为 α_2t_2。——译者注

此处α_n及t_n分别代表第n层的衰减常数及厚度。应该注意Zm_1、Zm_2等均与频率平方根成正比。因此在金属—金属界面上反射损耗与频率无关，对金属—空气界面而言，它却是频率的函数，可见多层屏蔽可通过控制材料的阻抗及厚度来提高屏蔽效能。

连续交互反射的修正项为[10]

$$\begin{aligned}\alpha_{IR} &= 20\ \log_{10}\left|(1-\nu_1 e^{-2K_1t_1})(1-\nu_2 e^{-2K_2t_2})\cdots(1-\nu_n e^{-2K_nt_n})\right| \\ &= 20\ \log_{10}\left|1-\nu_1 e^{-2K_1t_1}\right| + 20\ \log_{10}\left|1-\nu_2 e^{-2K_2t_2}\right| \\ &\quad + \cdots + 20\ \log_{10}\ (1-\nu_n e^{-2K_nt_n})\end{aligned} \tag{9-37}$$

式中

$$\nu_n = \frac{(Zm_n - Zm_{n-1})(Zm_n - Zm_{tn})}{(Zm_n + Zm_{n-1})(Zm_n + Zm_{tn})} \tag{9-38}$$

$$K_n = (1+\mathrm{j})\sqrt{\pi f \mu_n \sigma_n} \tag{9-39}$$

217

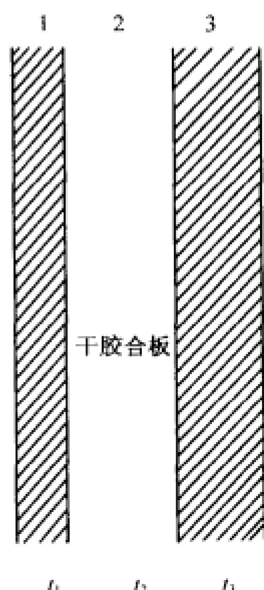
此处Zm_{tn}是每个单节向右看的阻抗，所以（9-37）式不是各层修正项之和，因为ν_n包含了向下一个屏蔽层看过去的阻抗。

9.3.1.3　双层分隔屏蔽体。在巨大的屏蔽罩壳中，通常用干胶合板作为内部夹心的双层分隔导电金属板能提供很高的屏蔽效果（图9-22）。胶合板不含水并可认为是导电率为零的低损耗介质[4]。因为所加频率与组成胶合板材料的分子的谐振频率非常接近，以致出现阻尼力使分子极化落后于电场力，因此木板中可能有介质损耗，然而在干木中的吸收都假定很小。为了简化起见，夹心被认为是具有介电系数ε_2及导磁率μ_0（自由空间值）的各向同性均匀材料。屏蔽效能的几个分量为[10]：

$$\begin{aligned}\alpha_R &= 20\ \log_{10}\frac{\left|1+\dfrac{Zm_1}{\eta_0}\right|}{2} + 20\ \log_{10}\frac{\left|1+\dfrac{\eta_2}{Zm_1}\right|}{2} + 20\ \log_{10}\frac{\left|1+\dfrac{Zm_3}{\eta_2}\right|}{2} \\ &\quad + 20\ \log_{10}\frac{\left|1+\dfrac{\eta_0}{Zm_3}\right|}{2}\end{aligned} \tag{9-40}$$

$$\begin{aligned}\alpha_A &= 8.686(\alpha_1 t_1 + \alpha_2 t_2 + \alpha_3 t_3) \\ &= 8.686(\alpha_1 t_1 + \alpha_3 t_3)\quad \alpha_2 \to 0\end{aligned} \tag{9-41}$$

$$\begin{aligned}\alpha_{IR} &= 20\ \log_{10}\left|1-\nu_1 e^{-2K_1t_1}\right| + 20\ \log_{10}\left|1-\nu_2 e^{-\mathrm{j}2\beta_2t_2}\right| \\ &\quad + 20\ \log_{10}\left|1-\nu_3 e^{-2K_3t_3}\right|\end{aligned} \tag{9-42}$$



218

图 9-22 双层屏蔽体

当每节中一个界面出现的衰减场不影响相邻界面的衰减场时，上述各式都是有效的。假定木板的衰减可以忽略，则对于由同样材料及同样厚度构成的两个金属层这一特殊情况而言，吸收及反射损耗均可取为单层的双倍。当屏蔽中部空间谐振时，双层屏蔽的屏蔽效能比具有同样金属厚度的两个单独屏蔽体的屏蔽效能总和要大6dB。

电气上厚的材料　当双层屏蔽体中的金属厚度很大时，因为有很高的衰减损耗，可忽略金属内交互反射损耗。如两层屏蔽体中间是空气媒质，则屏蔽效能的各分量为

$$\alpha_R \approx -40\ \log_{10}\left|\frac{4Zm}{\eta_0}\right| \tag{9-43}$$

$$\alpha_A \approx 2\times 8.686\alpha t\ \text{dB} \tag{9-44}$$

$$\begin{aligned}\alpha_{IR} &= 20\ \log_{10}\left|1-\left(1-\frac{4Zm}{\eta_0}\right)e^{-j2\beta_0 t_2}\right| \\ &\approx 20\ \log_{10}\left|\frac{4Zm}{\eta_0}+j2\beta_0 t_2\right|\end{aligned} \tag{9-45}$$

在频率满足 $t_2/\lambda_0 \ll 1/8$ 的情况下，α_{IR} 为负值。双层屏蔽体的效能在这段频谱相当大的部分中都比两个单层屏蔽体的效能总和要小。

双层屏蔽体与单层屏蔽体的比较　两屏蔽层间有空气媒质的双层屏蔽体与有同样金属总厚度的单层屏蔽体相比，屏蔽效能可以用两种情况下 α_R、α_A 及 α_{IR} 之差来

比较。因此

$$\Delta\alpha_R = \alpha_{R_{double}} - \alpha_{R_{single}} = 20\ \log_{10}\frac{\left|1+\dfrac{Zm}{\eta_0}\right|}{4\left|\dfrac{Zm}{\eta_0}\right|} \tag{9-46}$$

$$\Delta\alpha_A = \alpha_{A_{double}} - \alpha_{A_{single}} = 0 \tag{9-47}$$

对良金属而言，当 $Zm/\eta_0 \ll 1$ 及 $t_2/\lambda_0 \ll 1/8$ 时

$$\Delta\alpha_R \cong -20\ \log_{10}4\left|\frac{Zm}{\eta_0}\right| \tag{9-48}$$

$$\Delta\alpha_{IR} = 20\ \log_{10}\left|1+\mathrm{j}\frac{\dfrac{\pi\ t_2}{\lambda_0}}{\dfrac{Zm}{\eta_0}}\right|, \text{且 } \Delta\alpha_A = 0 \tag{9-49}$$

219

采用厚铜屏蔽体，且所在频率范围能满足 $\pi\ t_2/\lambda_0 \gg |Zm/\eta_0|$ 时

$$\frac{\pi\ t_2}{\lambda_0} \gg \left|\frac{Zm}{\eta_0}\right|$$

则

$$\Delta_{SE} = 20\ \log_{10}\frac{\dfrac{\pi\ t_2}{\lambda_0}}{\left|\dfrac{Zm}{\eta_0}\right|} \tag{9-50}$$

这时要求吸收损耗足够大（≥15dB）以避免内部的交互反射。

9.3.1.4 电场屏蔽效能及磁场屏蔽效能。分别运用式（9-23）及式（9-24）以电场及磁场为主的波阻抗 Z_E、Z_H 及式（9-18）的金属固有阻抗，可求得这些场的反射损耗为

$$\begin{aligned}\alpha_E &= 20\ \log_{10}\left(\frac{Z_E}{4Zm}\right); \text{对于} \frac{Z_E}{Zm} \gg 1 \\ &= 332 - 10\ \log_{10}\left(\frac{\mu_r r^2 f^3}{\sigma_r}\right)\end{aligned} \tag{9-51}$$

及

$$\alpha_H(\mathrm{dB}) = 15 - 10\ \log_{10}\left(\frac{\mu_r}{r^2\sigma_r f}\right); \text{对于} \frac{Z_H}{Zm} \ll 1 \tag{9-52}$$

式中μ_r是相对于空气的导磁率，σ_r是相对于铜的导电率，f是以 Hz 为单位的频率，而r则是以 m 为单位的由源至屏蔽板的距离。由式（9-32）可得平面波场的反射损耗为：

$$\alpha_{RP}(\text{dB}) = 168.2 - 10\log_{10}\left(\frac{\mu_r f}{\sigma_r}\right) \tag{9-53}$$

三种主要场的吸收损耗可由（9-33）式求得

$$\alpha_A(\text{dB}) = 3.34(\mu_r \sigma_r f)^{1/2} t(\text{cm}) \tag{9-54}$$

图 9-23 ~ 图 9-26 表示铜、铁两种不同材料的反射损耗与吸收损耗随频率而变化的情况。当r及t给定后，对电场及平面波场而言，铜与铁的反射损耗随频率增加而下降，而对磁场而言，这些损耗则随频率增加而加大。铜的总屏蔽效能在低频时高于铁的总屏蔽效能，但当频率增高使电场与磁场信号都成为平面波时，则铜的总屏蔽效能低于铁的总屏蔽效能，这是由于在高频时铁的吸收损耗占优势。

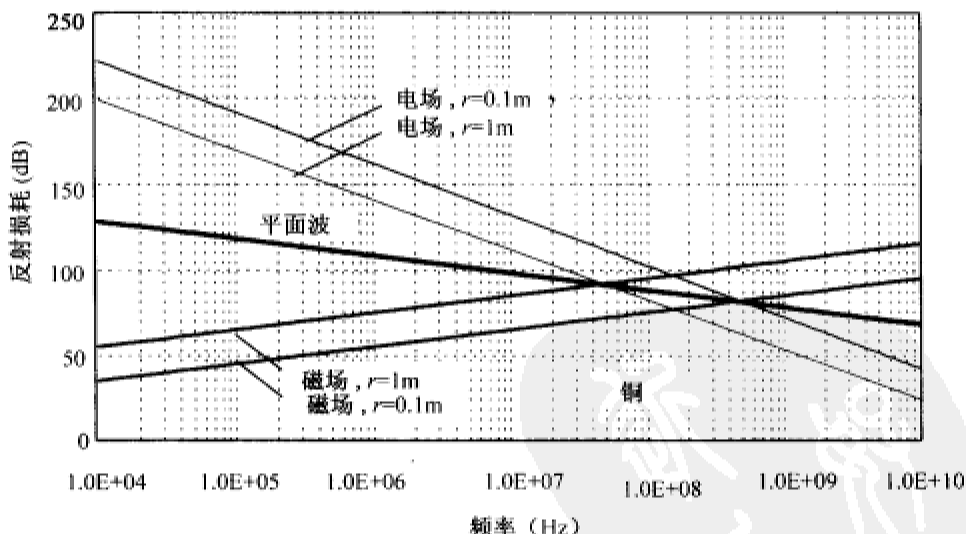


图 9-23 铜屏蔽体的反射损耗（$\mu_r=1$，$\sigma_r=1$）

提要

- 吸收：吸收损耗随电磁波频率、屏蔽体厚度、屏蔽体的导磁率及导电率的增大而增大。
- 反射：一般规律是在 10kHz 以上反射损耗随导电率的增加及导磁率的下降而增大。
- 电场反射：随频率下降及源与屏蔽体间距离的下降而增大。

- 磁场反射：随频率升高及源与屏蔽体间距离的加大而增大。
- 平面波反射：随频率下降而增大。

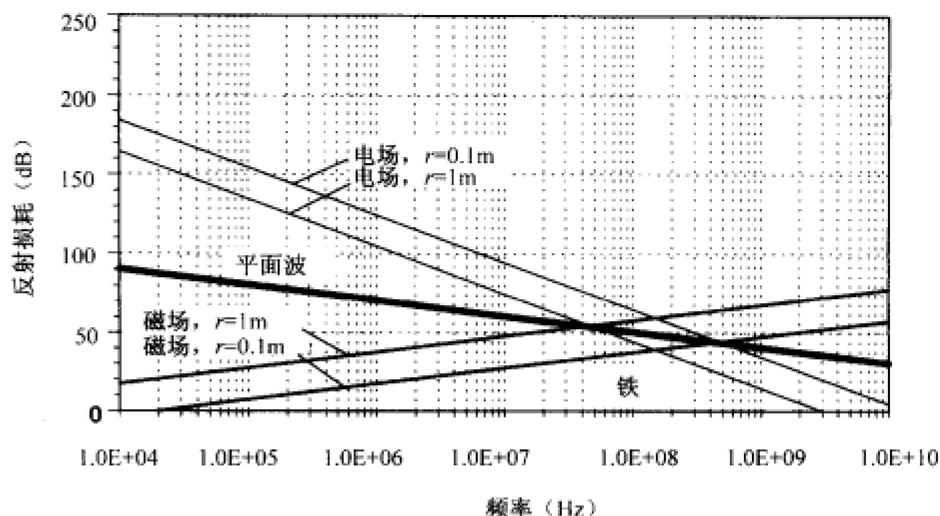
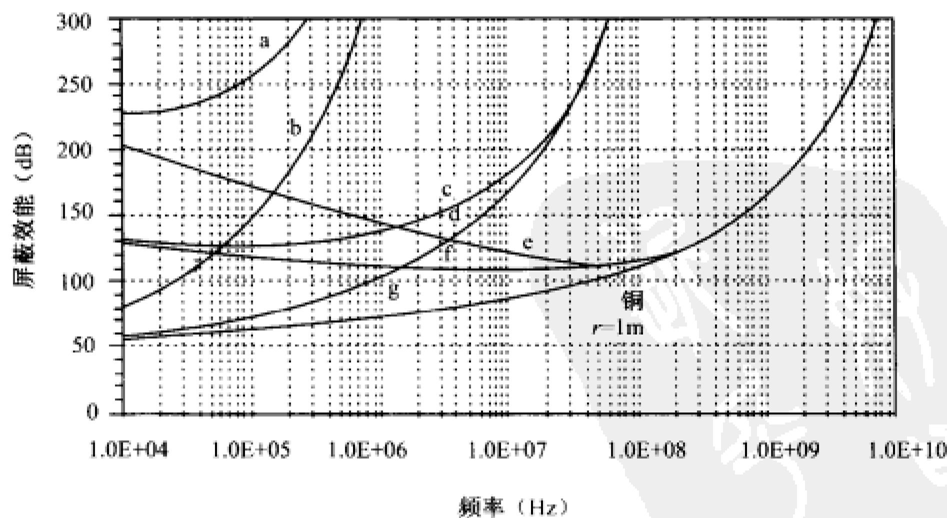


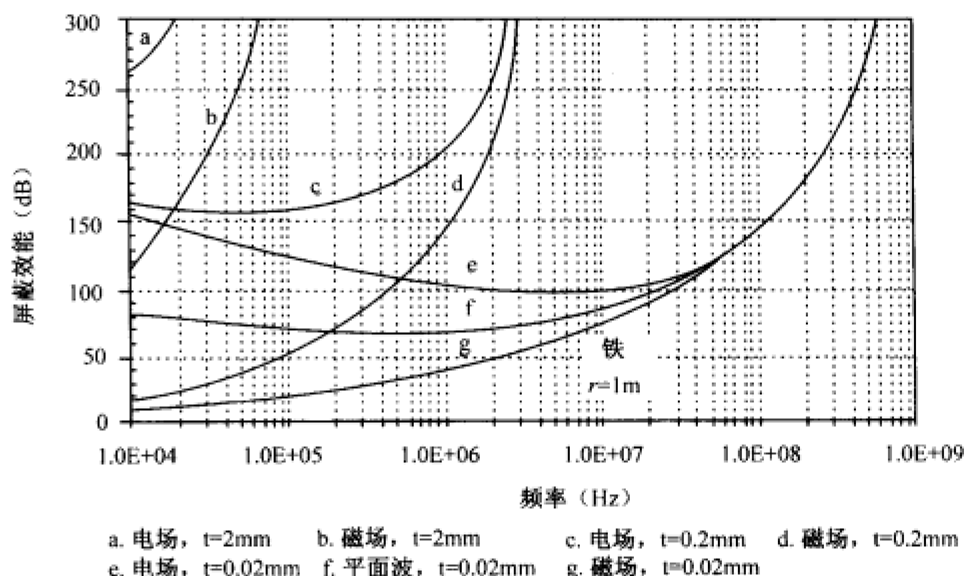
图 9-24 铁屏蔽体的反射损耗（$\mu_r=1000$，$\sigma_r=0.17$）

221



a. 电场，t=2mm　b. 磁场，t=2mm　c. 电场，t=2mm　d. 磁场，t=0.2mm
e. 电场，t=0.02mm　f. 平面波，t=0.02mm　g. 磁场，t=0.02mm

图 9-25 铜屏蔽体的总屏蔽效能（$\mu_r=1$，$\sigma_r=1$）



a. 电场，t=2mm b. 磁场，t=2mm c. 电场，t=0.2mm d. 磁场，t=0.2mm
e. 电场，t=0.02mm f. 平面波，t=0.02mm g. 磁场，t=0.02mm

图 9-26 铁屏蔽体的总屏蔽效能（$\mu_r=1000$，$\sigma_r=0.17$）

9.3.2 屏蔽材料

9.3.2.1 低阻抗磁场。在所有频率下由低阻抗电导体产生的低阻抗磁场反射都很小。因此，磁场试图进入导体并在导体内按指数规律衰减。因此磁场屏蔽主要依靠吸收损耗。故强磁材料（高 μ 值）是合理的选择。然而对强磁材料必须留意，这是由于 μ 值会随磁化力而改变。

222

9.3.2.2 高阻抗电场及平面波场。对高阻抗电场及平面波场而言，由低阻抗金属墙产生的反射随吸收损耗一起增大，能给出对电场及平面波场的更好屏蔽效能。因此，对于电场和平面波，高导电率的材料更适用于屏蔽。表 9-4 列出一系列屏蔽材料，表中附有它们的导电率值、导磁率值以及用途。材料的厚度应超过在所用最高频率下的集肤深度。

表 9-4 铜的导电率 $=5.8\times10^7$ S/m，空气的导磁率 $=4\pi\times10^{-7}$ H/m

材　料	相对于铜的导电率	相对于空气的导磁率	用　途
μ金属	0.03	80 000	屏蔽墙
铁	0.17	1 000	屏蔽墙
钢	0.10	1 000	屏蔽墙
银	2.05	1	接点电镀
铜	1.0	1	屏蔽墙
金	0.70	1	接点电镀
铝	0.61	1	屏蔽墙

（续）

材 料	相对于铜的导电率	相对于空气的导磁率	用 途
锌	0.29	1	薄板电镀
黄铜	0.26	1	法兰盘
磷青铜	0.18	1	弹簧接点
蒙内尔[1]	0.04	1	衬垫

9.3.3 在不连续处屏蔽的完整性

屏蔽体排除及限制电磁干扰的实际应用例子见图9-27。此处电子电路封闭于屏蔽箱内。屏蔽箱材料是不变的良导体。所有外界场都被屏蔽墙反射。而在外表面上所有感应电荷或电流均停留在外表面，这是因为在良导体中集肤深度是极其小的。因为屏蔽体本身接地，所以所有外部电流或电荷也均入地[11]。这样安排的接地装置（图9-27中的 R 及 L）通常可以忽略阻抗。上面所述屏蔽体不能完全封闭。为提供实用的服务并使屏蔽体构建及组装更简便，屏蔽体表面常存在不连续点。

223

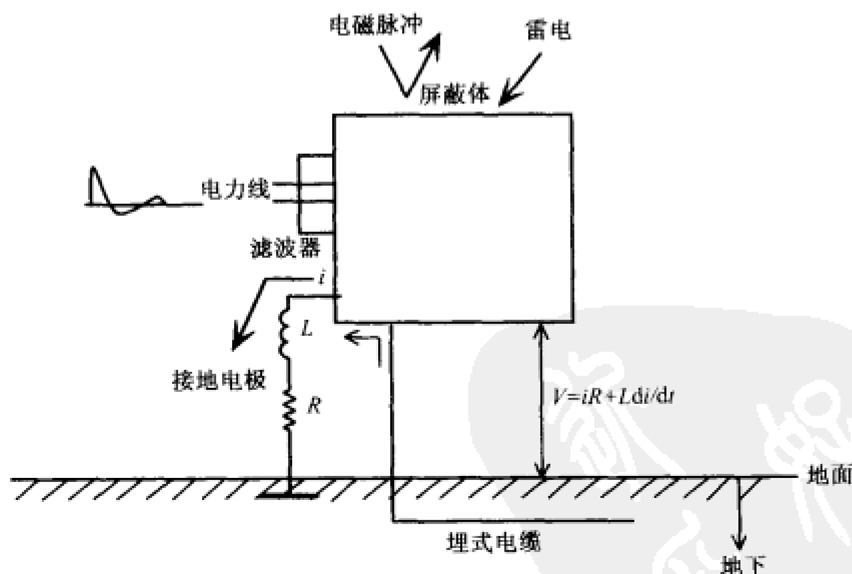


图9-27 由接地导体非零阻抗引起的电位

屏蔽墙中存在的常见不连续点的类型为屏蔽板焊点间的接缝间隙、通风孔、观察窗等。金属壳罩内电磁能量的泄漏主要不决定于金属的物理特性，而决定于不连续点的尺寸、形状及位置。当不连续点的尺寸与其谐振值相等时，对应频率的屏蔽

1. 蒙内尔为高强度耐蚀镍铜锰铁合金。——译者注

效能会很低。这种情况可由图9-28来解释。当接点材料（衬垫）与屏蔽墙材料不同时，接点处不连续的影响见图9-29。感应电流在金属壳罩的反面流动，从而降低了屏蔽效能。

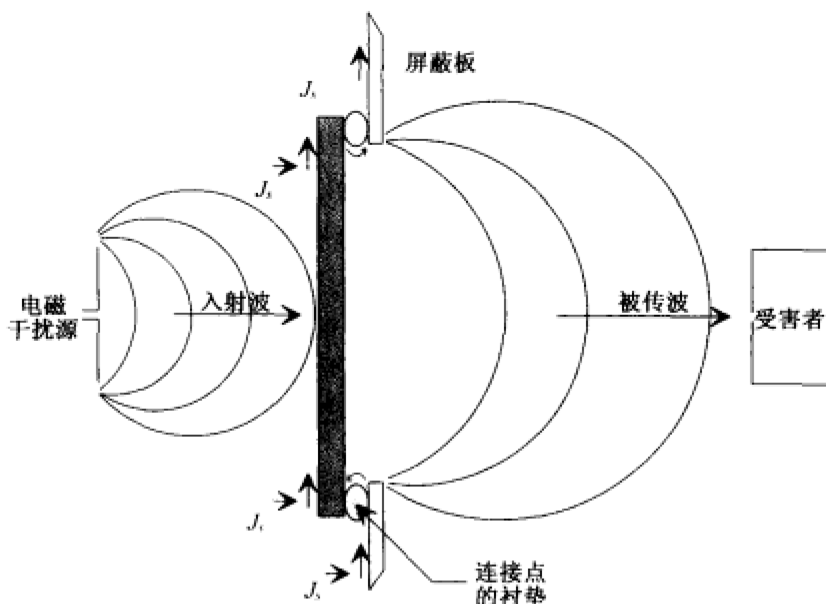


图9-28　穿过屏蔽连接点的电磁泄漏

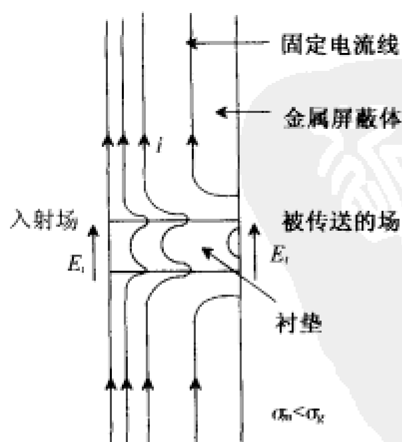


图9-29　穿过衬垫缝的固定电流泄漏线

9.3.3.1　屏蔽墙上的孔隙。屏蔽墙上的孔隙可以模拟为一简单的几何形状如矩形缝隙或圆洞，以便求得存在这种不连续点时的屏蔽效能的简单数学表达式。当孔

隙与波长相比很小时，外界电磁场穿越孔隙的情况见图 9-30。如果孔隙的大小与场的波长间存在孔隙的直线尺寸远小于 $\lambda/2\pi$ 的关系，则孔洞附近的场可以近似用墙无洞时孔隙区存在的场加上孔隙中心的电偶极子场与磁偶极子场之和来表示[11]。

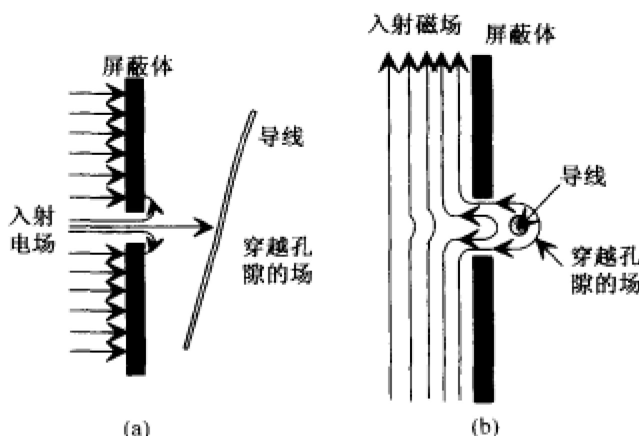


图 9-30 小孔隙电磁穿越
（a）电场；（b）磁场

224

传到导体墙另一面的场可以看成一个偶极子场并可用入射场感应的电及磁偶极矩来计算[7]。

如果孔隙比波长大，可认为入射波按图 9-31 所示的情况穿过孔隙[11]。这种情况下屏蔽效能很差。

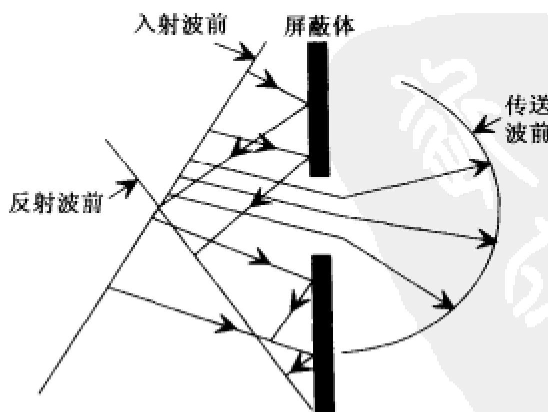


图 9-31 大孔隙电磁穿越

下面几节将讨论几种最常见的不连续点对屏蔽效能的影响：

薄屏蔽层上的孔 对垂直入射的平面波而言，穿过小孔隙的场与孔隙大小有关。

在通常的设计实践中一个良好的规则是在最高使用频率时避免孔隙大于 $\lambda/50 \sim \lambda/20$。当波长大于最大孔直径的二倍时，屏蔽效能主要决定于反射损耗[12]并近似地用下式求得

$$SE(\mathrm{dB}) = 20\ \log_{10}(\lambda/2d)\ (d > t\ \text{时}) \tag{9-55}$$

225 此处 d 为孔的直径，t 为屏蔽层的厚度。

薄屏蔽层上的多孔隙 为保证空气适当流通，多数射频屏蔽室都会有一个以上的同样大小的孔隙（图9-32）。这些孔隙在方形框架中或为圆形或为方形。这种安排将降低总屏蔽效能。屏蔽降低程度决定于两相邻孔隙的间隔、干扰的波长以及孔隙的总数。因为这些孔隙的尺寸通常远低于截止值，在这种开口区域，只有波导主模才有意义。在垂直入射而且孔隙间隔 $s < \lambda/2$ 的情况下，屏蔽效能近似地为[12]

$$SE(\mathrm{dB}) = 20\ \log_{10}(\lambda/2d) - 10\ \log_{10}n \tag{9-56}$$

此处 n 为孔隙的总数。

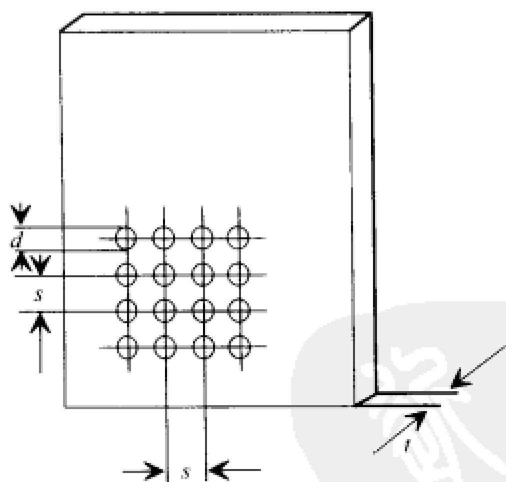


图9-32 屏蔽层上用于空气流通的多孔隙

厚屏蔽层中的孔（$d \gg t$） 用厚屏蔽层可更好地屏蔽。在厚屏蔽层中的孔有如波导。对电磁干扰的屏蔽来说，孔的大小应适当选择以保证在最高干扰频率下仍能低于最低截止频率。低于截止频率穿过波导的场，近似地随沿波导距离按指数规律226 衰减，低于截止频率时波导的衰减常数为

$$\alpha = (2\pi/\lambda_c)\sqrt{\left(1 - \left(\frac{f}{f_c}\right)^2\right)} \approx 2\pi/\lambda_c \tag{9-57}$$

此处 λ_c 为截止波长而 f_c 为远大于工作频率 f 的截止频率。截止波长是波导截面几何形状的函数。当极化矢量垂直于矩形孔宽度 d 时截止频率为 $\lambda_c=2d$，而当极化矢量平行于宽度时则为 $\lambda_c=2h$，此处 h 为孔的高度。将 $\lambda_c=2d$ 代入（9-57）式得衰减常数

$$\alpha\approx\pi/d \tag{9-58}$$

由式（9-33）及式（9-58）式可得吸收损耗为

$$\alpha_A(\text{dB})=27.3t/d \tag{9-59}$$

反射损耗可由式（9-55）求得。故总屏蔽效能为

$$SE(\text{dB})=20\log_{10}\left(\frac{\lambda}{2d}\right)+27.3\frac{t}{d} \tag{9-60}$$

蜂窝式通风孔　通风管及观察窗必须穿越屏蔽体，在这些部位要注意保持射频屏蔽室的屏蔽完整性，为达到这一目的而采用的由六角形蜂窝金属材料制成的嵌板见图9-33。当运用至各个单间蜂房时，通风板实际上利用了波导原理。通常蜂窝材料的深宽比（t/w）约为4∶1，而衰减可达100dB以上。n 个蜂房的总屏蔽效能为[12]

$$SE(\text{dB})=20\log_{10}\left(\frac{f_c}{f}\right)-10\log_{10}n+27.3\frac{t}{d} \tag{9-61}$$

此处 n 为蜂房总数且 $f\geqslant f_c/10$。

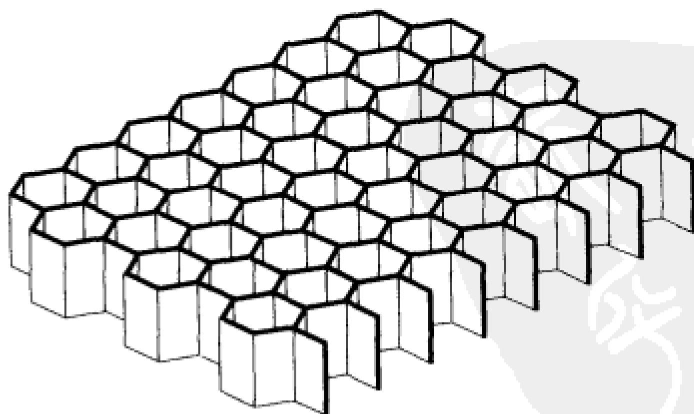


图9-33　波导蜂房通风孔

227

如把六角形蜂房近似地看作圆波导，当最高频率近似存在下列关系时

$$d\leqslant\frac{\lambda}{3.4} \tag{9-62}$$

$$t \geqslant 3d \tag{9-63}$$

约可取得100dB的屏蔽效能。式中 d 为圆波导的直径，t 为波导长度，而 λ 则为与最高频率对应的波长。

9.3.3.2　接合处。由于接合点不能让电流在屏蔽体内流动，屏蔽室的总屏蔽效能会受到限制。接合点的屏蔽性能主要取决于接合点在通过连接处所形成低接触电阻的能力。接触电阻随材料种类、材料表面杂质的导电率及接触压力而变化。以下三种情况可以明显地提高屏蔽效能。

（1）导电接触　所有接合点的接触面电气上必须导电。

（2）接合处重叠　接合点表面应按实际情况尽可能有更大的重叠部分，以保证有足够的容性耦合使接合点在高频时呈现电气短路功能。一种良好的选择是在接合处表面之间使接合处重叠部分与间隙之比最少为5：1。

（3）衬垫/接合处触点　用导电衬垫可使接触面之间保证良好接触。衬垫的电气特性应与屏蔽体的特性近似相同以保持分界面上有很高的电气导电性能，并避免产生空气间隙或高阻间隙。屏蔽体中的感应电流主要按入射电场的相同方向流动。垂直于电流流动方向的衬垫比平行于电流流动方向的衬垫效用小。圆极化波含相等的垂直分量与水平分量，因此衬垫在两方向的效用相等。当极化未知时，衬垫连接点必须按最坏情况进行设计和试验。性能决定于连接点几何形状、接触电阻及连接点所加压力的多种衬垫都可采用。图9-34表示衬垫－接头屏蔽的两种典型技术。

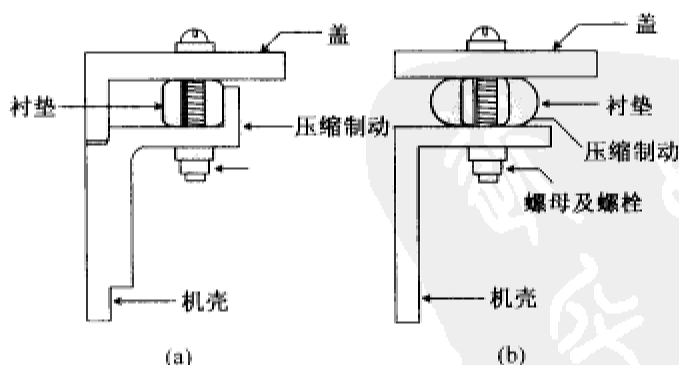


图9-34　衬垫连接技术
（a）内部压缩制动；（b）垫圈形压缩制动

有很多可用的商用电磁干扰衬垫材料，它们可分为：

■　编织导线网栅：这是镀锡、铜包、钢丝编织的导线网栅电磁干扰衬垫，有不同的式样及形状，用以提供电子外罩连接点、门接触以及电

缆的电磁干扰屏蔽。

- 专用导线网栅：这是硅橡胶电磁干扰衬垫内的一种专用导线网栅，用于军事、工业及商业中，它在环境密封或门及墙板需多次重复启闭的情况下可满足电磁干扰屏蔽及接地的要求。
- 导电合成橡胶：这是以“银－铝”填充的硅合成橡胶电磁干扰衬垫，它可提供高屏蔽效能及改进的防腐能力。
- 螺旋金属带：这是镀锡的铍铜螺旋带电磁干扰衬垫，用来放在两平坦平面（盒子及盖）之间。铍铜是高导电、抗腐蚀的弹簧材料。镀锡是由于它与其他金属表面的接触电阻低，而且在存在潮湿与盐雾的情况下，它是一种少有的与铝相适合的耐腐金属材料。

屏蔽质量在很大程度上决定于连接面的材料状况。氧化或其他老化现象可使连接点的屏蔽质量下降。

衬垫连接点的屏蔽效能随频率升高而下降，按屏蔽性能的优越顺序排列为：金连接面上的镀锡衬垫最好，铝连接面上的镀锡衬垫次之，而不锈钢连接面上的镀锡衬垫最差。商业上采用的电磁干扰衬垫的典型屏蔽效能约为 80～100dB。

9.3.4 导电涂料

当电子系统用塑料壳或其他非导电壳包装时，壳体需用导电涂料处理，以保证屏蔽（典型效能在 60dB 以上）而达到电磁兼容要求。涂料中填有导电材料，如银、镍或碳的微细颗粒。

9.3.5 电缆屏蔽

为了防止电磁波由电缆向外发射和/或防止外界电磁干扰对信号导体的影响，需要电缆屏蔽体。给定的电缆屏蔽体设施的屏蔽效能决定于被屏蔽的电磁干扰的特征及设施两端的端接状况，对于供电电源以及子系统间传送数据来说，在电缆中有几种选择。特别是由于数据及信号电缆带有高频范围的宽带信号，它们需要屏蔽以使辐射耦合减至最小，同时必须控制阻抗。在不同的“阻抗受控的”（controlled-impedance）屏蔽电缆中可以选择同轴电缆、三线电缆、双线电缆、双屏蔽二线电缆。电缆的选用以及电缆中信号、地或屏蔽的安排将决定传输通道的特性阻抗。

229

双线电缆是具有接地屏蔽编织层的双线对绞平衡线，最高可用于 10MHz 频率，见图 9-35。扭绞可以使穿过铜编织层的低频磁场泄漏引起的感应噪声电压相互抵消。

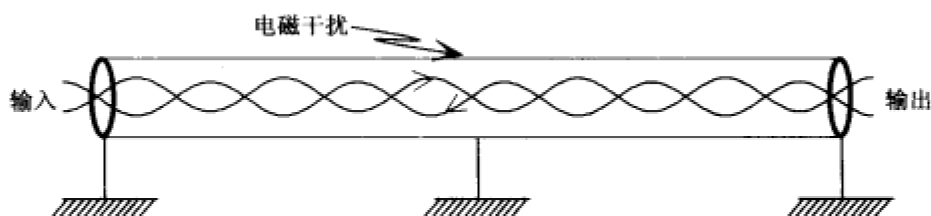


图9-35　屏蔽双线电缆

双屏蔽二线电缆是图9-36所示的双层屏蔽二线电缆。外屏蔽编织层接大地而内屏蔽编织层接系统地。如果不能保证把系统地隔开，则两屏蔽体都接大地。

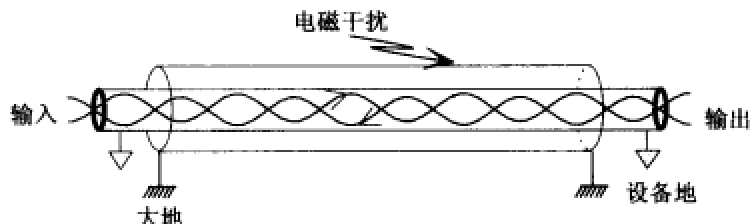


图9-36　双屏蔽二线电缆

同轴电缆是用于20kHz～50GHz的一种有单一外层屏蔽体的双导体线。屏蔽体是高频时多点接地低频时单点接地的半刚性圆管屏蔽体或编织线屏蔽体。应注意避免在多点接地布置中由地环路引起的共地及共模干扰。

三线电缆也是一种同轴电缆，只是另一屏蔽体与信号回路屏蔽体隔开（见图9-37）。另一屏蔽体是真正的屏蔽体，并且接地。这样可以改进同轴电缆的屏蔽性能。

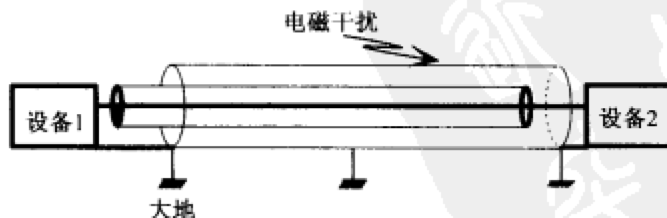


图9-37　屏蔽三线电缆

由于屏蔽材料的导电率是有限值，而且厚度很小，加之编织层又有孔口，电磁场仍会穿越屏蔽体而在传输线内产生感应电流。因此电缆屏蔽体的有限屏蔽效能需要进行理论或试验评估。

9.3.5.1　电缆屏蔽体的转移阻抗。因为精确测量电缆屏蔽体内部的场强有困难，而线路任一端测得的电压又决定于线路端点的端接方式、线路端点的阻抗失配程度

及线路损耗，要用屏蔽前后的场强比或用无屏蔽及有屏蔽时的感应电压比来定义屏蔽效能颇不方便。所以通常用电缆屏蔽体的转移阻抗来表达屏蔽效能。 230

电缆屏蔽体的转移阻抗为屏蔽体外表面上单位长度的纵向感应电压 V_i 与屏蔽体表面上通过的电流 I_s 之比（图 9-38）。电缆皮电流 I_s 可由外部入射场或电缆两端地电位差引起，因此

$$V_i = I_s \times Z_t \tag{9-64}$$

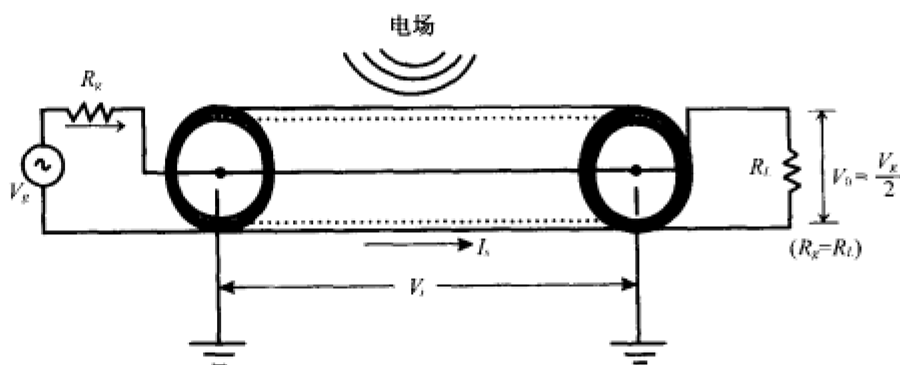


图 9-38 同轴电缆内转移阻抗耦合模型

此处 Z_t 为屏蔽电缆的转移阻抗，并可用屏蔽体 1m 长度的欧姆值来表示。因此，更好的屏蔽会有更低的 Z_t 值。

在 100kHz 以下的低频范围内，Z_t 实际上就等于屏蔽体的直流电阻 R_{DC}。当存在编织层时，在 10MHz 以上的高频范围内，Z_t 与漏感成正比。然而在几个 MHz[1] 以上的频率，屏蔽体与内导体间的容性耦合就很重要。

单一的编织屏蔽体可以模拟为具有菱形孔或椭圆孔的整管[13,14]。转移阻抗包括：（1）由等效屏蔽管的有限导电率引起的纵向电场对屏蔽电流之比所决定的扩散分量 Z_r，（2）耦合电感分量 L_t，包括穿越编织线屏蔽体开口处的磁场耦合以及编织体交错部分间的电感，（3）由透入屏蔽体的磁场所引起的趋表电感 L_s[13]。

$$Z_t = Z_r + j\omega L_t + (1+j)\omega L_s \tag{9-65}$$

为使单一编织电缆具有更好的屏蔽作用，可在编织上包裹金属带（如铝带）或导电护套（如聚碳酸酯）以减少耦合电感 L_t，从而降低转移阻抗[13]。 231

对薄壁管状屏蔽体（图 9-39）而言，根据 Schelkunoff 的推导[8]，转移阻抗的简化公式为

1. 疑为 GHz 之误。——译者注

$$Z_t = \frac{1}{2\pi a\sigma t} \frac{(1+j)t/\delta}{\sinh[(1+j)t/\delta]}; \quad t \ll a \ll \lambda \tag{9-66}$$

此处 a 为屏蔽体的内半径，t 为其壁厚，σ 为屏蔽体的导电率，而 δ 则为屏蔽体内的集肤深度。

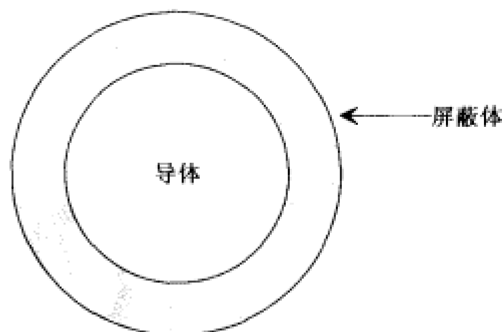


图 9-39 半刚体管状同轴线

低频时 $t/\delta \ll 1$，得

$$Z_t = \frac{1}{2\pi a\sigma t} = R_{DC} \tag{9-67}$$

式中 R_{DC} 为屏蔽管单位长度的直流电阻。

在计算机系统中，如果电缆端点的连接器未能有效地屏蔽，则视频电缆内信号电流在宽带范围会产生很强的辐射发射[15]。在电缆屏蔽体与电缆要穿越的屏蔽体或地结构间可采用屏蔽地转接器，以形成360°低阻抗电气连接[16]，从而提高屏蔽效能。屏蔽装配不同的电缆其转移阻抗或屏蔽效能变化非常显著。按屏蔽效能下降顺序排列为：整管半刚体同轴电缆、编织三线电缆、编织同轴电缆、双屏蔽二线电缆、屏蔽二线电缆。

9.3.6 屏蔽效能的测试

测试屏蔽板或材料样品的屏蔽效能的几种方法现已有所描述[17,18]。这里描述几种特殊测试方法：

（1）MIL-STD-285 测试法。

（2）同轴支架法。

（3）双 TEM 小室法。

（4）时域法。

9.3.6.1 MIL-STD-285 法。MIL-STD-285 论述了在 100kHz～10GHz 频率范围内电磁屏蔽罩壳的屏蔽效能测试方法。有关该标准的测试方法及步骤的详细论述可查

阅文献。然而这里将介绍屏蔽测试的基本原理，如图 9-40 所示。这是使用两个天线（一为发射天线，一为接收天线）的替代法。有两个读数，一个是某处有屏蔽板时的读数，一个是该处无屏蔽板时的读数。保持天线位置不变，观测接收机有屏蔽壁时的读数，然后移开屏蔽壁再观测接收机的读数（保持同一参考点），再根据后者增加的 dB 值，即可测得屏蔽效能。建议进行下列测试。

（1）低阻抗磁场屏蔽：150kHz ~ 200kHz。发射及接收天线是直径为 12 英寸的环状天线，与屏蔽壁垂直并与壁相距 12 英寸。

（2）高阻抗电场屏蔽：200kHz、1MHz、18MHz。发射及接收天线是 41 英寸的杆状天线，与屏蔽壁平行并与壁相距 12 英寸。

（3）平面波场屏蔽：400MHz。发射及接收天线是电偶极子，与屏蔽壁平行。发射天线距离要大于 2λ。接收天线可安放在屏蔽罩壳里面的任何位置。但应取检测值最大的方向以使反射影响最低。然而最少也应有 2 英寸的距离以避免电容耦合。

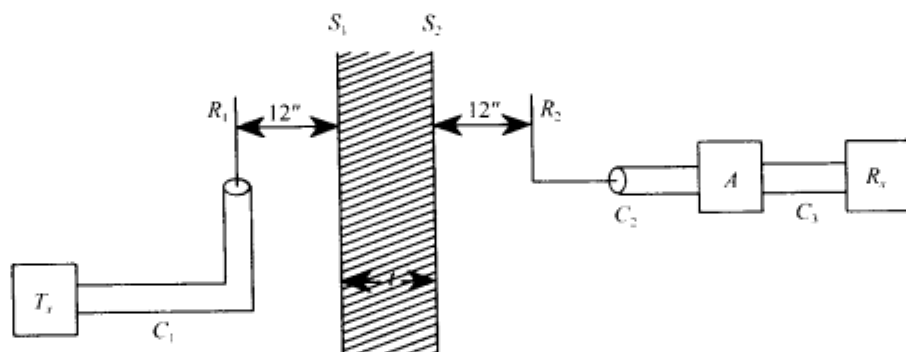
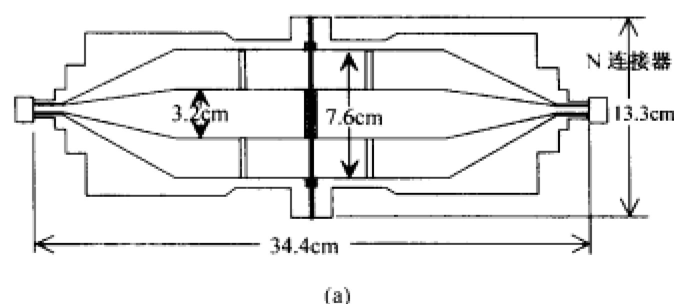


图 9-40 MIL-STD-285 屏蔽测试法的原理

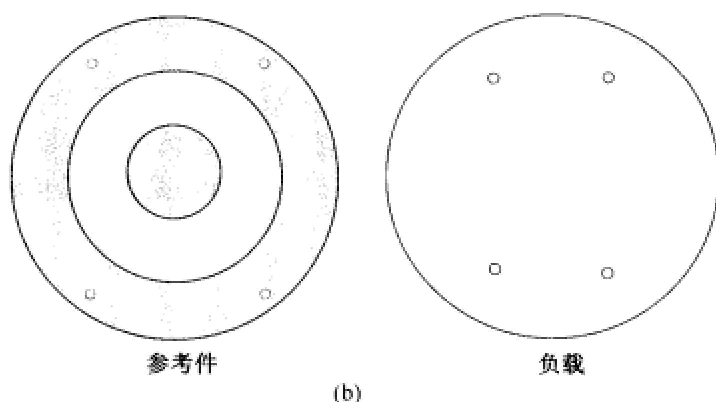
S_1、S_2——屏蔽外表面及内表面，T_X、R_X—发射机及接收机，R_1、R_2——发射天线及接收天线，C_1、C_2，C_3——尽可能短的屏蔽电缆，A——标定衰减器

9.3.6.2 同轴支架法。这一方法由美国试验与材料协会推荐，用以测试由复合材料及导电负载塑料制成的导电涂料样品的屏蔽效能。该法优点是通过在同轴线里面的 TEM 模场的测量能进行样品的远场试验。同轴支架主要是 50Ω 圆形同轴线的伸展部分，它可在中心部分拆开以便插入环形（垫圈形）参考件及圆盘试验样品，如图 9-41 所示。这种支架是在美国国家标准与技术研究院（以前为美国国家标准局 NBS）研发出来的。参考盘通过同轴线传输信号时无衰减。两个大法兰盘用以固定待测材料位置，而容性负载将通过该材料耦合 TEM 模。材料的屏蔽效能可由两个读数求得，一个读数是有试验样品时的读数，另一读数则是在同一位置以参考件代替试验样品时的读数。

233



(a)



(b)

图 9-41

（a）屏蔽测量用的同轴传输线支架；（b）同轴传输线支架中的参考件及负载

使用同轴支架要受频率限制，这是因为高次模的出现会扰乱 TEM 模场强的期望分布状况。

9.3.6.3 双 TEM 小室法。测试材料的近场屏蔽性能非常重要，特别是系统内的电磁干扰及兼容。用一个双 TEM 小室进行这种测试既可用于电场屏蔽又可用于磁场屏蔽。在双 TEM 小室装置中，用一个小室通过公共壁上的孔口激励另一小室，如图 9-42 所示。由接收小室的两个输出孔将两个输出信号相加和相减，就可用混合桥接法分别同时监测电场法线分量与磁场切线分量穿越待测材料的耦合。材料的电场及磁场屏蔽效能可通过相加信号和相减信号的插入损耗分别求得[17]：

234

$$IL(\Sigma) = 20\ \log_{10}\left|\frac{\alpha_e(\text{参考件})}{\alpha_e(\text{样品})}\right| \tag{9-68}$$

及

$$IL(\Delta) = 20\ \log_{10}\left|\frac{\alpha_m(\text{参考件})}{\alpha_m(\text{样品})}\right| \tag{9-69}$$

式中 α_e 为与孔口垂直的电场极化数据，而 α_m 则为小室内与孔口平行但与传播方向垂直的磁场极化数据。

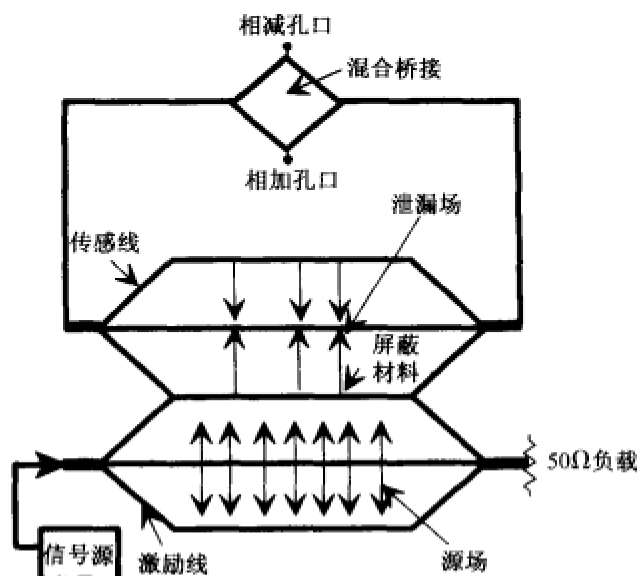


图 9-42 双 TEM 小室屏蔽测试系统

9.3.6.4 时域法。在远场屏蔽测试中用同轴支架法及双 TEM 小室法都有限制。同轴支架法在频率方面有限制，这是因为出现干扰 TEM 模场预期结构的高次模。这些测试给出极化平行于材料表面的垂直入射结果。双 TEM 小室也受频率限制，也是由于出现高次模特别是要发生谐振。两种情况都给出极化垂直于材料表面时的切线入射结果。

为得到高频时平面波屏蔽效能数据，美国国家标准与工艺研究所采用了时域法[17]。在该法中，待测材料（MUT）或是大张材料（图 9-43）或是能盖住大导电屏（或屏蔽罩壳）缝口的小张样品。经过发射天线传送短脉冲。测量在有无 MUT 时穿过缝口的直接通道信号，从而求得通过 MUT 的传输系数 T。屏蔽效能则为

$$SE(\mathrm{dB}) = 20\log_{10}\left|\frac{1}{T}\right| \tag{9-70}$$

在该法中，至接收天线的不需要信号的通道可通过时间控制加以去除。这将使 MUT 在很短的瞬间范围内变为无限大。运用傅氏变换技术可将时域数据变成频域数据。天线放置在与 MUT 相距 $\lambda/2\pi$ 的地方以取得远场测试的条件。这种测试的频率上限可用降低信号脉冲宽度来控制。 235

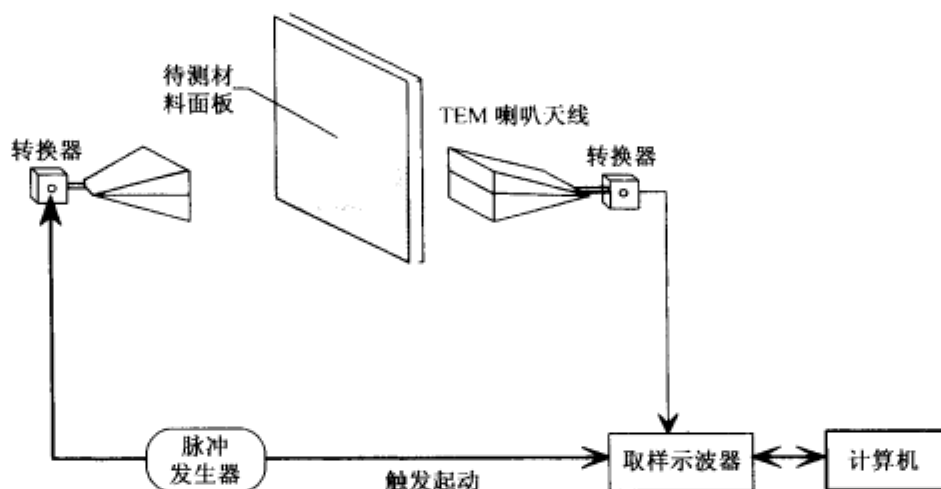


图 9-43　时域屏蔽测试系统

9.3.7　几个实例

下面介绍的是在解决电磁干扰问题中说明屏蔽效能的几个实例。

9.3.7.1　开关电源。根据 FCC-15J，在测试及计算开关电源（SMPS）的辐射发射时，在 30MHz～36MHz 间原有辐射电平超过 FCC 限值（见图 9-44）。在全面的屏蔽方案中引入了两种改进措施。用铜胶带封住靠近高频变量器支架处机箱上的开口，[236] 此外，将功率因数校正电路与 DC/DC 换流电路间的连接导线用铜带以 360°接合方式进行屏蔽。机箱的面板或框架接合面上均不容许有任何油漆。这样处理后可将辐射发射电平降低 20dB 以上。最终性能改进状况见图 9-44。

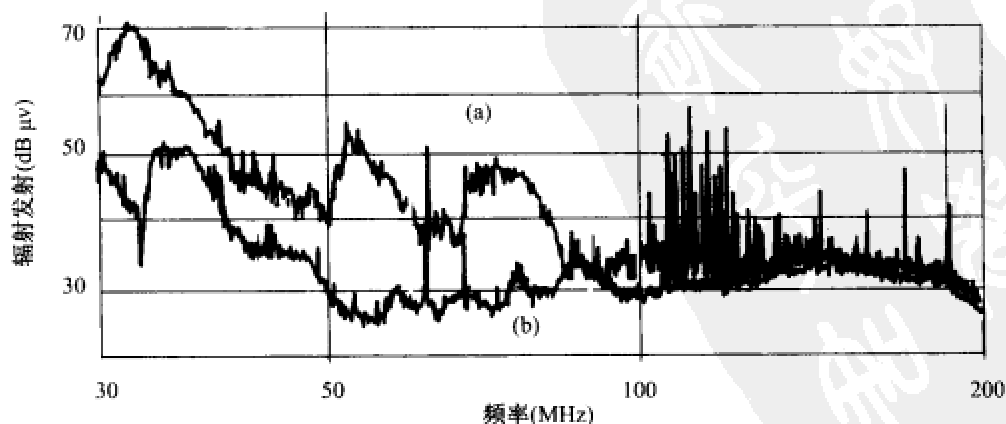


图 9-44　来自电源的辐射发射
（a）处理前的性能；（b）处理后的性能

9.3.7.2 工业计算机。当对工业计算机进行衰减振荡高压浪涌的传导敏感度试验时，在500V的浪涌电平下荧光屏可观测到视频失真。浪涌是以差模形式加在电力线上的。对共模浪涌而言，观测到这种失真会加剧。当分析布线时，可以发现在监控器里面电源电缆正在辐射干扰信号。在监控器里面视频电缆的未屏蔽部分可以拾取到这种干扰。

为解决这个问题，视频电缆的未屏蔽部分改以屏蔽电缆代替，而且视频电缆的外屏蔽（由计算机至监控器及由监控器里面的视频电路至连接器）都要连接至机壳地。采用这些改进措施后，即使在高达2.75kV的浪涌电平情况下也可免除共模干扰及差模干扰。

9.3.7.3 便携式功率发生器。在对0.4kVA便携式功率发生器的电磁兼容性进行评估时，发现在30MHz～80MHz及200MHz～500MHz频率范围内某些频率点的辐射超越指定的限值达20dB以上。通过研究发现辐射的主要部分是连至火花塞的高压电缆中的脉冲火花电流引起的。在将现有火花塞的罩子用一个抑制罩代替后，可以观测到辐射有所减弱，但尚不能降至期望值。解决此问题的附加措施是用屏蔽电缆作高压电缆而电缆的屏蔽体则连至发生器的机壳而接地。这样处理后可使整个频段的发射电平平均下降10dB。

9.3.7.4 智能控制器。先进智能控制器的多导体控制电缆的屏蔽体在设备装箱时未处理好终端。当一个1MHz衰减振荡正弦波浪涌容性耦合至电缆时，当干扰振幅达1.25kV浪涌加入3s后该系统失灵。问题的根源已找出，即电缆端点屏蔽效能很差，随之有干扰耦合至信号线。为解决这一问题，屏蔽体需要360°屏蔽连接进行正确的端接并在两端接地，从而将干扰信号转为入地。这样处理，即使加上1min以上的浪涌仍可取得高达2.5kV的EMC抗扰度而不失效。

9.4 电气搭接

电气搭接是一个工序，它就是用低阻抗导体将装置、设备或子系统的元件或微型组件进行电气连接。理想情况是要做成一种连接使电流通道的机械及电气性能由连接元件而不是由接头决定。接头要长时间保持其机械及电气特性。其目的是使结构让射频电流均匀通过。有几种因素会影响搭接的电磁干扰性能。它们是：

237

（1）由相似与不相似金属间接触时的非线性效应而形成的互调产物（见3.5节）。

（2）由给定长度的搭接带的直流及交流电阻以及电感引起的电位差（见7.2节）。

（3）由搭接带的剩余电容及电感的谐振引起的阻抗响应。

搭接有下列几种不同方法[3]：

（1）通过焊接工序将两金属或其表面连接起来以完成搭接。

（2）将金属面用扣夹夹牢或让金属与金属直接接触以完成搭接。

（3）用金属搭接带将两金属面搭桥以完成搭接。

9.4.1　搭接带的形状与材料

搭接导体的直流及交流电阻与导体横截面的面积及周长成反比。通过导体表面的射频电流存在集肤效应，减少导体射频阻抗（电阻及电感）的一种办法就是增加周长，一个经济有效的办法就是采用扁形导体带，因为其周长大于截面积相同的长方杆或圆杆的周长。

长度小于工作波长的搭接导体的总阻抗为

$$Z = R + \mathrm{j}\omega(L_{ext} + L_{int}) \tag{9-71}$$

式中 R 为导体的直流或交流电阻，L_{ext} 是外自感，而 L_{int} 为进入金属内的磁场形成的内自感。除非频率很低，一般在计算阻抗时都可略去 L_{int}。下面的公式可用以计算各种形状的导体的上述参数[3,19]。

9.4.1.1　圆导体。圆导体的直流及交流电阻分别为[19]

$$R_{\mathrm{DC}} = \rho\frac{l}{A} \tag{9-72}$$

$$R_{\mathrm{AC}} = \frac{R_{\mathrm{DC}}}{4}\left(\frac{d}{\delta} + l\right) \tag{9-73}$$

238 式中 ρ 为电阻率，l 为长度，A 为截面面积，d 为直径，而 δ 则为集肤深度。

对距地面高度为 h 的导体或远离地面彼此相隔 D 的一对导体而言，

$$L_{ext} = 0.2\left(\ln 4\frac{h}{d}\right)\mu H/\mathrm{m};\ h < l \text{ 或 } D < 2l \tag{9-74a}$$

$$= 0.2\left(\ln 4\frac{l}{d}\right)\mu H;\ h > l \text{ 或 } D > 2l \tag{9-74b}$$

9.4.1.2　矩形扁带。扁导电带的直流及交流电阻以及电感为[19]

$$R_{\mathrm{DC}} = \frac{1000l}{\sigma wt} \tag{9-75}$$

$$R_{\mathrm{AC}} = \frac{663Kl\sqrt{f}\cdot 10^{-10}}{2(w+t)} \tag{9-76}$$

及

$$L = 0.002l\left[\ln\left(\frac{2l}{w+t}\right) + 0.5 + 0.2235\left(\frac{w+t}{2l}\right)\right] \tag{9-77}$$

式中 t 为带厚，w 为带宽，l 为带长，σ 为材料的导电率，f 为频率（Hz），K 为 w/t 的函数。

表 9-5 给出铜带在不同长度不同频率下的直流电阻及感抗的标准数值[1]。图 9-45 ~ 图 9-48 表示实际中采用的几种搭接硬件结构图[3]。

239

表 9-5 标准铜带的电阻/电抗 （w = 50mm，t 单位为 mm）

频率	50Hz	1kHz	100kHz	1MHz	100MHz
l = 10m R_{DC} = 1.15mΩ 电抗	0.4mΩ	0.8mΩ	80Ω	0.8 kΩ	80kΩ
l = 50m R_{DC} = 5.7mΩ 电抗	25.3mΩ	0.5Ω	50Ω	0.5 kΩ	50 kΩ

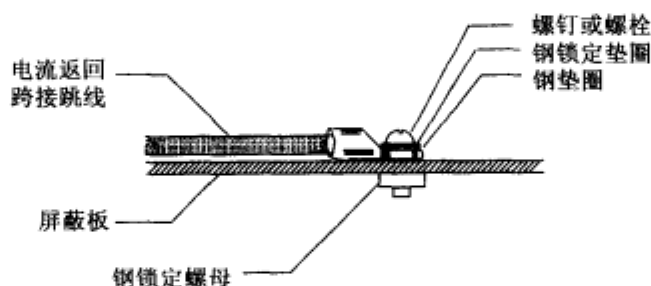


图 9-45 螺钉螺栓搭接

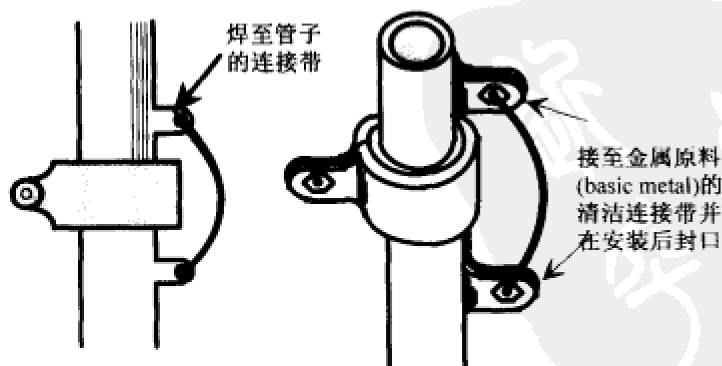


图 9-46 弓形跨越夹管式搭接[3]

1. 表中数值疑有误。——译者注

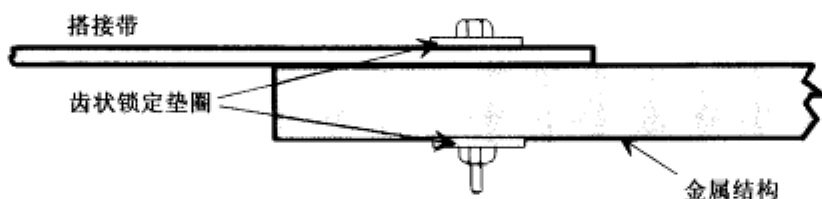


图 9-47 螺栓连接装置[3]

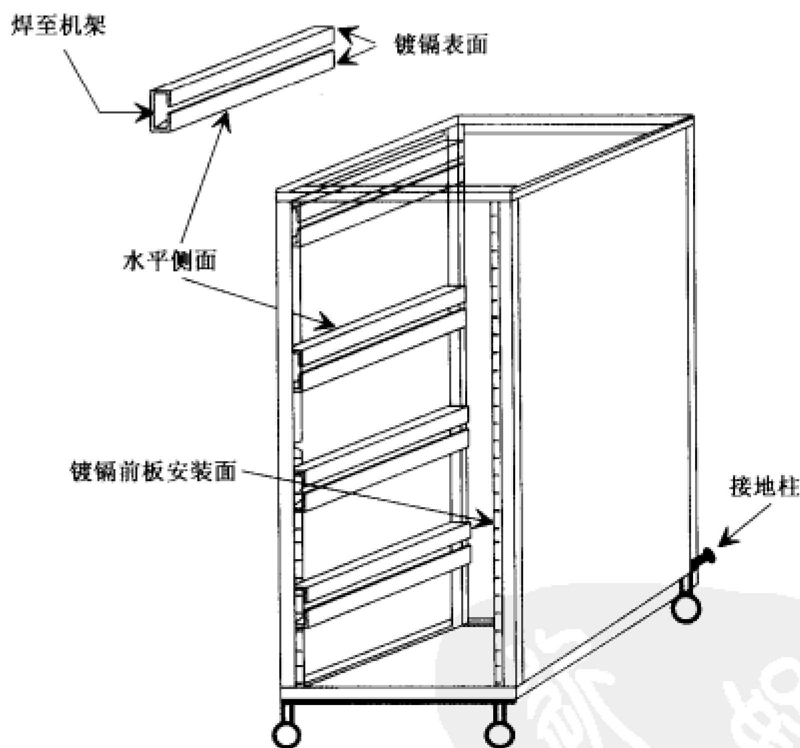


图 9-48 大设备机架的有效搭接[3]

9.4.2 优良搭接的一般准则

优良搭接件有几项必须遵守的准则[3,19]。所有搭接件的表面应光滑洁净，而且在接触面上不容许有非导电的防护层。紧扣法应有足够的压力以保持表面接触良好。为了避免腐蚀以及产生交互调制，应以类似的金属进行搭接。当用螺母螺栓进行连接时应使用能更换的垫圈。由于不能保证足够的机械强度所以连接点应避免焊接。防护层可用以保护搭接件免受潮湿或其他腐蚀成因。当跳线用来代替直接搭接件时，其长度应该较短，其长宽比不得超过5:1以得到低值的电阻及电感，跳线应比搭接

件有更高但应紧邻的电化活动序，以免出现有害的腐蚀效应。避免敲击螺钉，因为螺旋丝扣并不像原有意义上的搭接那样完善。

9.5 小结

本章从分析与应用方面论述了减轻电磁干扰的接地、屏蔽与搭接等措施，这些资料对于电气或电子设备及系统的设计以及理解电磁干扰抑制的实际运用方面都很有益。这种方法力求少用基础数学，并作出若干现实合理的简化假设。某些包含电磁干扰的实例以及克服这些干扰的技术在本章都进行了描述以使读者熟悉应用状况。

设计良好的接地系统的优点在于它能为操作者提供对电击的防护，并使设备与系统能防止电磁干扰。本章对安全接地与电磁兼容接地两种技术都已作了描述，并附有实例及测试方法。低频时应该采用单点接地系统，高频时以及在数字电路中应采用多点接地系统。在同时包含低频及高频的特别情况下，可以设计混合桥接接地系统以分离低频共地电流环路。

采用低阻抗接地面是电磁兼容设计的基本原则。在很多模拟与数字电路中，特别是在高速电路中采用大面积接地面有很多优点。这种接地面不仅作为高频电流的低阻抗返回通道，同时还能减少电磁干扰发射，而当很多印制电路板堆积到设备内部时，在设备中它还可作为对外来电磁干扰的屏蔽体，在高速电路中模拟电路与数字电路应有分开的接地面，以保证敏感的模拟组件能与噪扰数字组件在物理上分隔开来。两个接地面在返回公共系统地（一般位于电源处）的全程都要始终分开。

屏蔽的基本电磁理论及其对近场及远场的屏蔽效能，以及存在物理上不连续性或开口情况下的屏蔽体，都是本章的一些主要议题。屏蔽的一些应用状况已用简单的物理及数学模型进行描述。这些都将有助于减少工程时间以及节约为满足系统电磁兼容性所需的成本。设计人员应牢记为取得富有意义的屏蔽效能，在进入屏蔽室的屏蔽电缆与屏蔽室的屏蔽体之间必须保持屏蔽完整性。因为电场及平面波场反射损耗很大，所以良导电屏蔽体是最佳选择。又因低频磁场反射损耗小，所以需用高导磁率导体材料作为磁场屏蔽。这可保证高吸收损耗的屏蔽。屏蔽材料的厚度应大于集肤深度。正常情况下屏蔽效能还取决于连接处及接合处的泄漏状况，而不仅决定于材料本身。因屏蔽效能随孔隙数的平方根及孔口最大尺寸增大而下降，因此大量的通风小孔比起同样面积的大切口有更小的电磁能量泄漏。 241

材料屏蔽性质的特点与测试是值得考虑的实际问题。板状屏蔽材料的屏蔽效能测量可用9.3.6节的一个方法完成。20世纪50年代期间发布了美国军标MIL-STD-285。以此标准为基础的某些指南（例如美国汽车工程师协会的ARP-1173、军标MIL-G-83528B及英国国防标准Defstan59-103）是随后发展的。这里的每一指南都为

了满足特殊应用并具有特殊应用的优点。IEEE 标准 1302 对这些指南与其他通用测量技术进行了比较说明，特别是指出了特殊应用范围、限制以及误差根源[20]。这些方法的基本原理是测量在同一位置有无屏蔽板时媒质（通常是空气）的传播特性。通过两组测量，可算出屏蔽板材料的屏蔽效能。这些过程容许在数十千赫至数吉赫频率范围内进行屏蔽效能测试。在像质量控制器具场合中应用的一些省时但不精确的替代法在文献中也作了说明。

实用中常需测试屏蔽效能的第二种情况包括对电缆、电缆铠装、连接器、端接状态等屏蔽性能的评估。在这种情况下，屏蔽材料已转变或加工成特殊的形状、尺码及构型（设备）。屏蔽体的作用通常是用作系统（例如电缆内传送的有用信号）对外界电磁环境的防护。为了减少在外界电磁环境中形成电磁干扰的辐射，有时也需屏蔽以构成屏障（将电磁能量局限于电缆或连接器内）。在这种情况下，屏蔽效能可通过表面转移阻抗来表征（测试）。这一参数为屏蔽体一端测得的纵向开路电压对屏蔽体另一端的轴向电流之比。在进行测试所用的不同试验方法中，待测电缆在测试管中处于同轴位置，并由试验电压源馈电。这种装置类似于通过屏蔽体进行耦合的两条传输线。这种过程可用以在高至吉赫的宽带范围内对屏蔽效能进行测试。通常覆盖的频率范围越宽，试验装置就变得越复杂。

搭接内容牵涉运用一些经验公式。进行良好搭接的指南已经作了介绍。在现有 EMC 文献中，关于搭接的分析处理只有最少的文献资料。更进一步的是分析搭接在 242 下列领域的电磁干扰性能：由相似或不相似材料间的接触的非线性效应所产生的互调产物、由搭接带的交流电阻及电感所引起的电位差及由搭接带残余电容与电感的谐振所产生的有害阻抗。

9.6　实例

例 1

计算厚 0.02mm 的铜屏蔽体对频率为 1MHz 的入射平面波的屏蔽效能。

解

由式（9-21）及式（9-22）得

$$\nu = Z_m/\eta_0 = (1+\mathrm{j}) \times 0.692 \times 10^{-6}$$

因　$\nu \ll 1$，由式（9-32）得

$$\alpha_R = 20\ \log_{10}[1/|4\nu|] = 108.15\ \mathrm{dB}$$

由式（9-33）得 $\alpha_A = 2.62$

由式（9-34）得 $\alpha_{1R} = -4.3$

屏蔽效能 $=\alpha_R+\alpha_A+\alpha_{IR}=106.47\text{dB}$[1]

例 2

计算厚 2mm 的铝屏蔽体对频率为 200MHz 距屏蔽墙 1cm 的磁场的反射损耗及吸收损耗。在这种情况下可否忽略交互反射损耗?

解

由式（9-52）得

$$\alpha_H=15-10\log_{10}[1/(0.01)^2\times0.61\times200]$$
$$=-4.2\text{dB}$$

(屏蔽对入射磁场无效。)

由式（9-54）得

$$\alpha_A=1.314\times(1\times0.61\times200)^{0.5}\times1.2=2.9\ \text{dB}$$

因 α_A 小于 15dB，故计算屏蔽效能时不能忽略交互反射损耗。

参考文献

1. MIL-STD-454C, *Standard Requirements for Electronic Equipment*, Oct. 1970.
2. G. D. Friedlander, "Electricity in hospitals: elimination of lethal hazards," *IEEE Spectrum*, Vol. 8, pp. 40 – 51, Sep. 1971.
3. M. Mardiguian, *Grounding and Bonding*, Vol 2, Interference Control Technologies, Inc., Gainesville, Virginia, 1988.
4. H. W. Denny, L. D. Holland, S. Robinette, and J. A. Woody, "Grounding, Bonding and Shielding Practices and Procedures for Electronic Equipments and Facilities," Vol. 1, NTIS Report, AD-A022 332, 1975.
5. J. D. M. Osburn and D. R. J. White, "Grounding—a recommendation for the future," in *Proc. IEEE International Symp. EMC*, pp. 155 – 160, July 1987.
6. S. K. Das, "Grounding of Shielded Chamber," Technical Report S-CEM/605/TR, SAMEER Center for Electromagnetics, Madras, Oct. 1987.
7. R. E. Collin, *Field Theory of Guided Waves*, McGraw Hill Inc., 1960.
8. S. A. Schelkunoff, "Electromagnetic theory of coaxial lines and cylindrical shields," *Bell Systems Technical Journal*, Vol. 13, 1934.
9. D. R. J. White and M. Mardiguian, *Electromagnetic Shielding*, Gainesville, Virginia: Interference Control Technologies, Inc., USA, 1988.
10. R. B. Schulz, V. C. Plantz, and D. R. Brush, "Shielding theory and practice," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-30, pp. 187 – 201, Aug. 1988.
11. E. F. Vance, "Electromagnetic interference control," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-22, pp. 319 – 328,

243

1. 原书为 105.85dB 应改为 106.47dB。——译者注

Nov. 1980.

12. *EMI shielding design guide*, Tecknit EMI Shielding products, USA.
13. K. Thomas, "Optimized single-braided cable shield," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-5, No 1, pp. 1 – 9, Feb. 1993.
14. E. F. Vance, *Coupling to Cable Shields*, New York: John Wiley and Sons, 1978.
15. F. Han, "Radiated emission from shielded cables by pigtail effect," *IEEE Trans EMC*, Vol EMC-34, pp. 345 – 348, Aug. 1992.
16. D. S. Dixon, S. I. Sherman, and M. V. Brunt, "An evaluation of the long term EMI performance of shield ground adapters," in *Proc. IEEE International Symp. EMC*, pp. 172 – 182, July 1987.
17. M. T. Ma and M. Kanda, "Electromagnetic Compatibility and Interference Metrology," NBS Report No. NBS/TN-1099, July 1986.
18. A. R. Ondrejka and J. W. Adams, "Shielding effectiveness measurement techniques," in *Proc. IEEE International Symp. EMC*, pp. 249 – 253, Apr. 1984.
19. D. R. J. White and M. Mardiguian, *EMI Control Methodology and Procedures*, Gainesville, Virginia: Interference Control Technologies, Inc., USA, 1988.
20. *IEEE Guide for the Electromagnetic Characterization of Conductive Gaskets in the Frequency Range of DC to 18 GHz*, IEEE Standard 1302, The Institute of Electrical and Electronics Engineers, May 1998.

习题

1. 直径3cm的圆棒垂直埋入地中。深度为3m，土壤电阻率为$10^4\Omega\cdot cm$，如电极与周围土壤间的电阻以及电极与土壤的接触电阻均可忽略，计算电极在土壤中距电极3m范围内的电阻占对地总电阻的百分比。
2. 某接地电极系统是由水平埋设的栅格连接起来的多根垂直接地棒所组成的接地网。有关数据如下：土壤电阻率为5000Ω·cm，栅格距地面深度为100cm，栅格面积为10m×10m，栅格导线直径为3mm，接地棒直径为2cm，接地棒在地中长度为3m，垂直接地棒数目为5，栅格每边的网眼数为10。设电阻比R_R为1，计算接地棒与栅格混合接地体的接地电阻。

244

3. 频率为f的平面波垂直入射至厚度为t、电气参数为σ、ε_0及μ_0的平面金属屏障，证明反射损耗α_R及吸收损耗α_A各为

$$\alpha_R = 10\log_{10}\left(\frac{\sigma}{16\pi f\varepsilon_0}\right)\text{dB}$$

$$\alpha_A = 8.686t\sqrt{\pi f\mu_0\sigma}\,\text{dB}$$

4. 100MHz平面波入射至由铜制成、厚度相同、用空气隔开的双层平板屏蔽体，计算双屏蔽体与单屏蔽体反射损耗的差值及吸收损耗的差值。
5. 计算厚度各为1mm并以2mm空气隙隔开的双层铝屏蔽体及厚度为2mm的单层铝屏蔽体在10MHz时的总屏蔽效能差值。
6. 计算厚1mm的铁屏蔽体对距屏蔽体5cm频率为100kHz的源的电场屏蔽效能。
7. 已知含40个相同圆孔的屏蔽体在频率为100MHz时反射损耗为20dB，试确定每孔的最大

尺码。

8. 下列论断是否正确，简要地证明你的答案。

(1) 良好的 EMC 接地也是良好的安全接地，但良好的安全接地未必是良好的 EMC 接地。

(2) 对良好的 EMC 接地而言，垂直埋入地中的金属棒和与其紧邻的土壤间的电阻通常比周围土壤的电阻率更重要。

(3) 2m 正方的接地栅的接地电阻与直径为 5cm、长度为 2m、彼此相隔 2m 的两根垂直接地棒构成的线状接地系统的接地电阻相同。

(4) 对电缆接地来说，当人射磁场激励时将电缆两端接地会更好。

(5) 对低频磁场而言，当采用的屏蔽体由良导体（如铜或铝）制成时，反射损耗通常很小。

(6) 如干扰源为小电流高电压，则场主要是电场并呈现小于 $120\pi\Omega$ 的波阻抗。

(7) 当屏蔽电缆用作连接时，电缆选用一端接地或两端接地要取决于特定状况及实际需要。

(8) 从电磁屏蔽角度考虑，大量小孔比总面积相同的大孔有更小的泄漏。

(9) 双层屏蔽体比同样厚度的单层屏蔽体有更大的反射损耗。

(10) 良好电气搭接的例子是周长大的导电金属扁带。

(11) 两金属面的妥善焊接可得到一种满意的电气搭接。

(12) 远场平面波的反射损耗随频率增加而下降，而吸收损耗则随频率的增加而增加。　245



第 10 章　电磁干扰滤波器[1]

10.1　引言

滤波是抑制不需要的传导性电磁干扰的一项重要技术。当一个系统采用屏蔽措施后会减少由辐射性电磁干扰引起的不需要耦合。电源线与信号输入/输出线上的传导性电磁干扰电流可用滤波器在屏蔽设备的人口处滤除，如图 10-1 所示。

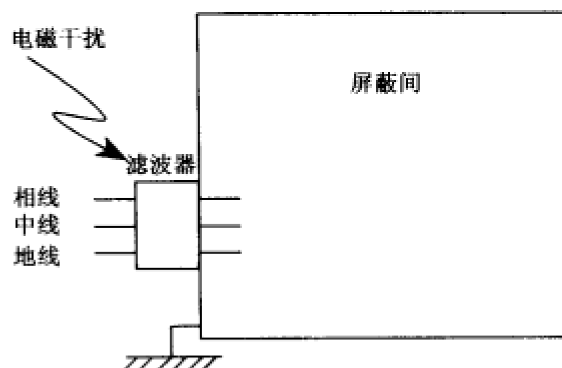


图 10-1　典型的滤波装置

常规的滤波器分析与设计均假定了理想化及简单化的条件。因为要出现严重及不可避免的阻抗失配，这些假定在许多电磁干扰滤波器中不完全有效。传统的无源滤波器理论在通信电路中得到了很好的发展，它可以工作于阻抗匹配状态。这种滤波器特性是在终接 50Ω 时求得的，并用试验方法（如 MIL-STD-220A 所述方法）[1] 进行试验测量。当电路对滤波器呈现的阻抗不是正好等于 50Ω 时，按这一步骤求得的滤波器性能将会不同。滤波器看向发生器及负载的阻抗对滤波性能有很大影响。在电源线中，由于经常转换负载，这一阻抗变化范围很大。

10.2　滤波器的特性

滤波器是设计用来让某一些频率的能量通过而让另一些频率衰减。当干扰电流

---

1. 本章部分内容由印度 SAMEER 电磁学中心的 Sisir K. Das 编写。

遇见一个高串联阻抗或低并联阻抗，集总或分布常数电感器或电容器网络通过能量反射作用来完成这一功能。对频率为50Hz或60Hz的常用电源线的电源滤波器来说，由于这些滤波器尺寸都很大，以致在系统中常将它们删去。克服这种限制的新型电源线滤波器是陶瓷滤波器、有耗线路滤波器及有源滤波器。

247

滤波器的性能特点可由很多滤波器参数来描述：介入损耗、输入阻抗、输出阻抗、通带衰减、边缘裙衰落、静态及瞬态额定电压。作为频率函数的介入损耗是滤波器的最重要特性，并定义为

$$IL(\mathrm{dB}) = 20\ \log_{10} V_1 / V_L \tag{10-1}$$

式中，V_1 = 电路中未接滤波器时信号源的输出电压；

V_L = 电路中接入滤波器后在滤波器输出端信号源的输出电压。

如图10-2所示，当终接任意阻抗Z_g及Z_L时，滤波器电路的介入损耗可通过参数A、B、C、D进行计算[2,3]

$$IL = 20\ \log_{10} \left| \frac{AZ_L + B + CZ_g Z_L + DZ_g}{Z_g + Z_L} \right| \tag{10-2}$$

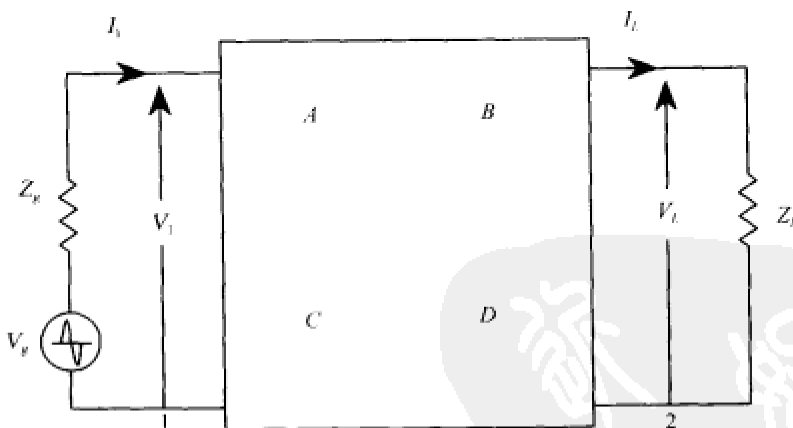


图10-2 四端口滤波器电路

采用A、B、C、D矩阵表示的优点是可方便地分析级联网络。不同滤波器的介入损耗特性可以由终接阻抗及A、B、C、D参数的信息进行评估。

按所抑制的频率范围以及所执行的功能可将电磁干扰滤波器分为：

- 低通电源线滤波器：使50Hz及60Hz工频通过而使高次谐波及射频衰减；
- 低通电话线滤波器：使0kHz～4kHz频率通过而使更高频率衰减；
- 高通数据线滤波器：让高频分量通过而让低频分量衰减；
- 带通通信滤波器：让射频中的某一频带通过；

248

- 带阻滤波器：从进入接收机的电路中将发射机的基频消除。

10.2.1　阻抗失配效应

通常滤波器均设计在规定的输入阻抗及输出阻抗间进行工作。当源阻抗及负载阻抗与滤波器规定的阻抗不同时，输出响应会发生变化。阻抗失配会使滤波器输出端干扰电平值的减少比预期的要差（干扰加大）（见7.3.2节）。让我们考虑图10-2所示电路中的失配情况。假定终接阻抗 Z_g 及 Z_L 为电阻，没有滤波器时传输至负载的最大功率为

$$P_{\max}=\frac{|V_g|^2}{4R_g}(\text{当 } Z_L=R_0=R_g \text{ 时}) \tag{10-3}$$

在源与负载间接入滤波器后传输至负载的功率为

$$P_{\text{out}}=\frac{|V_L|^2}{R_0} \tag{10-4}$$

因此，滤波器的介入损耗为

$$IL(\text{dB})=20\log_{10}\left(\frac{1}{2}\sqrt{\frac{R_0}{R_g}}\left|\frac{V_g}{V_L}\right|\right) \tag{10-5}$$

在 $R_0=R_g$ 的匹配状态下，介入损耗（以dB计）为

$$IL=\alpha_0=20\log_{10}\left(\frac{1}{2}\left|\frac{V_g}{V_L}\right|\right)=20\log_{10}\left(\left|\frac{V_1}{V_L}\right|\right) \tag{10-6}$$

10.2.2　集总元件低通滤波器

如前所述，滤波器设计是要毫无改变地使某些频率的能量通过，而衰减另一些频率的能量。无源滤波器（reflective filter）可用电容及电感组合对干扰电流呈现高串联阻抗（电抗）或低并联阻抗（电抗）以达到这一目的。有耗滤波器通过吸收干扰能量来完成这一功能。

249

10.2.2.1　电容器滤波器。最简单的低通电磁干扰滤波器就是一个并接电容，它接在带干扰的导体与大地之间，如图10-3a所示。它将高频能量旁路而让期望的低频电源/信号电流通过。并接电容器的介入损耗为

$$IL(\text{dB})=10\log_{10}[1+(\pi fR_0C)^2] \tag{10-7}$$

式中 f 为频率，R_0 为驱动电阻或终接电阻，而 C 则是滤波器的电容。并接电容器滤波器的频率响应见图10-3b。

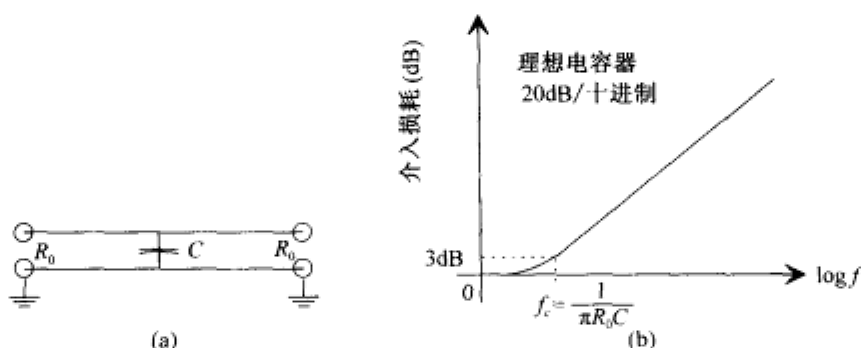


图 10-3 电容器滤波器及其响应特性

实际上，电容器同时含有串接的电阻及电感。这种效应是由于电容器极板的电感、引线电感、极板电阻以及引线至极板的接触电阻引起的。对于不同的电容器，这些电感效应与电阻效应不相同。由于电感效应，电容器会存在谐振现象。滤波器在谐振频率以下呈现容抗，而在谐振频率以上呈现感抗。作为滤波器元件的各类电容器特性将在下面描述。

由于在引线与电容器金属膜片间存在很高的接触电阻，物理尺寸很小时，金属纸电容器呈现较差的射频旁路功能。铝箔绕制的标准电容器可以用在 20MHz 以下的频率范围，超出这一范围，其作用将受到电容及引线长度的限制。

低值云母及陶瓷电容器可用于高至 200MHz。一个好的陶瓷盘状电容器的电容器极板是平的且呈圆形，这种电容器比方形或矩形结构的电容器能在更高的频率保持有效。陶瓷电容器的缺点是元件要受工作电压、电流、频率、寿命及周围温度的影响。陶瓷介质的成分决定了电容偏离标称值的变化范围。在很高频率时这种滤波器作为低通用途可将尺寸减至很小。它们更牢固而且非常可靠。由于品质因数 Q 在边界频率比中心区要小，所以在这种滤波器中失配状态不起主要作用。

对于高频应用而言，谐振频率远超过 1GHz 的旁路电容器是有效的。旁路电容器是三端口电容器，设计用来减少固有的引线电感，如图 10-4 所示。 [250]

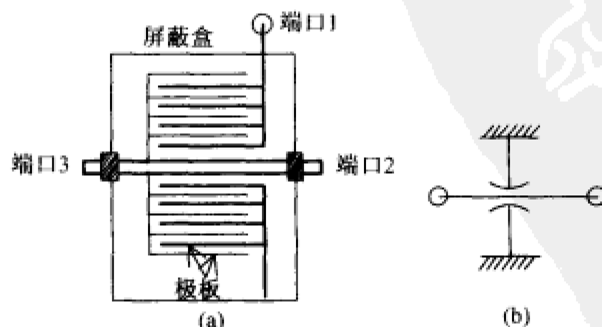


图 10-4 旁路电容器结构及其示意图

电解电容器用于直流滤波。这些电容器是单极性器件，其高损耗因数或串联电阻使其成为劣质射频滤波器。电解电容器的损耗因数随使用时间的加长而加大，而其电容则随时间的加长而减小。当采用电解电容器时，在直流电源输出端需要一个射频旁路电容器。

如在小的空间需要大电容时，宜采用钽电容器。钽电容器是电解电容器。它们对过电压更敏感，当极性反转时会损坏，钽的损耗因数比纸电容器要高得多而且高频特性很差。一个大的钽电容器根据其结构及电容值将在 2MHz ~ 5MHz 时出现最低阻抗。

10.2.2.2　电感器滤波器。如图 10-5a 所示，电感器与带有干扰的导体串接是低通滤波器的另一种简单形式。介入损耗为

251

$$IL(\mathrm{dB}) = 10\ \log_{10}\left[1 + \left(\frac{\pi f L}{R_0}\right)^2\right] \tag{10-8}$$

式中 L 为滤波器的电感（以 H 为单位），R_0 为驱动电阻或终接电阻（以 Ω 为单位），而 f 则为频率（以 Hz 为单位）。

理想电感器的介入损耗随频率而变化的情况见图 10-5b。

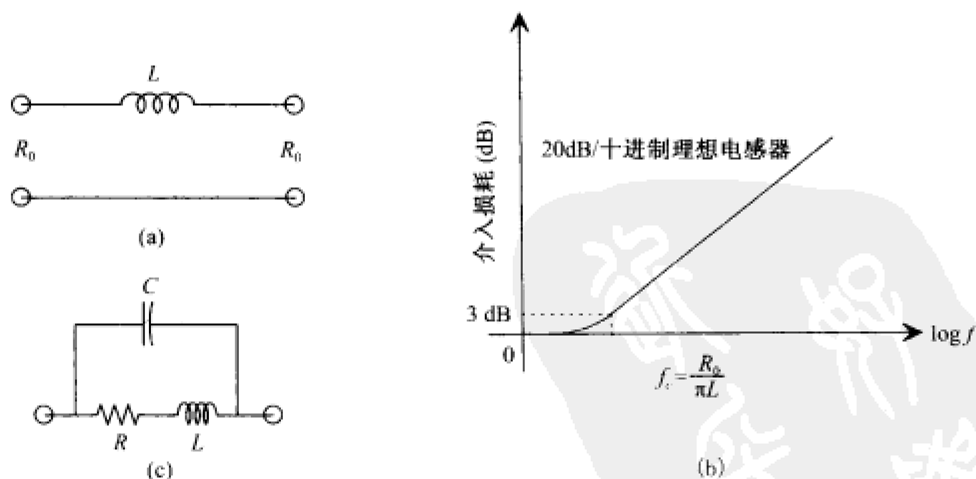


图 10-5　电感器滤波器

在实际中，电感器存在串联电阻及绕组间的电容并呈现如图 10-5c 所示的等效电路。绕组间的电容产生自谐振，电感器在谐振频率以下呈现感抗，在谐振频率以上电感器会呈现伴随阻抗相应下降的容抗。因此，普通的电感器高频时并不是好的滤波器。

电感器滤波器可以空心绕制，也可在不饱和铁氧体、钼合金或铁粉芯子上绕制。空心电感器最可能引起干扰，这是因为与磁芯电感器相比，其磁力线可扩展至很远的地方。另一方面，磁芯比空芯电感器更敏感，这是由于它在芯子中集中了更多的外界磁场，从而在芯子中产生更大的感应电动势的缘故。

当源阻抗与负载阻抗很高时，电容器滤波器最有效，而当源阻抗及负载阻抗很低时则效果最差。当源阻抗及负载阻抗很低时，电感器滤波器最有效而感抗则相当高。当源阻抗及负载阻抗很高时，它的效果很差。因此设计一个适宜的滤波器需要知道干扰源阻抗及受害负载的阻抗。

单元件滤波器的主要缺点是其阻带边缘不够尖峭（6dB/倍频程或20dB/十进制），而且这种滤波器不能解决源阻抗低、负载阻抗高或源阻抗高、负载阻抗低时出现的问题。在L形电感电容组合件中可把衰减率升至12dB/倍频程或40dB/十进制。这种滤波器还可解决源阻抗与负载阻抗不等时存在的问题。

10.2.2.3 L形（*LC*）滤波器。如果源阻抗与负载阻抗相等，则图10-6a及图10-6b所示L形滤波器的介入损耗与电容器 C 接入线路的方向无关。当源阻抗与负载阻抗不等时，则将电容器并接于更高的阻抗（源或负载），通常可取得最大的介入损耗。

当源阻抗与负载阻抗相等且均为 R_0 时，则介入损耗为[4]

$$IL(\mathrm{dB}) = 10\log_{10}\left[1 + \frac{(1-d)^2}{d}\frac{F^2}{2} + F^4\right] \tag{10-9}$$

式中，$d = L/CR_0^2$ 为阻尼比

$F = f/f_0$

$f_0 = \sqrt{2}/2\pi R_0 C = \sqrt{2}R_0/2\pi L$（当 $d=1$ 时）

$f_0 = \sqrt{2}/2\pi\sqrt{LC}$（当 $d \neq 1$ 时）

如果阻尼比为1，则由通带至阻带有一个陡峭的转变。

标准L形滤波器的介入损耗特性，见图10-6c。与单元件电容器或电感器滤波器相比，*LC* 滤波器高频时可更好地滤波。然而 *LC* 滤波器有一个由式（10-10）决定的谐振频率 252

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{10-10}$$

滤波器在此频率将存在介入增益而代替了原来的介入损耗。

由于存在杂散的匝间电容，L形滤波器可能给出很差的高频衰减。当输入信号为瞬态信号时，它可能谐振及振荡（阻尼振荡）。商用L形低通滤波器提供足够的衰减值（rejection level），工作于1GHz以下的频率。

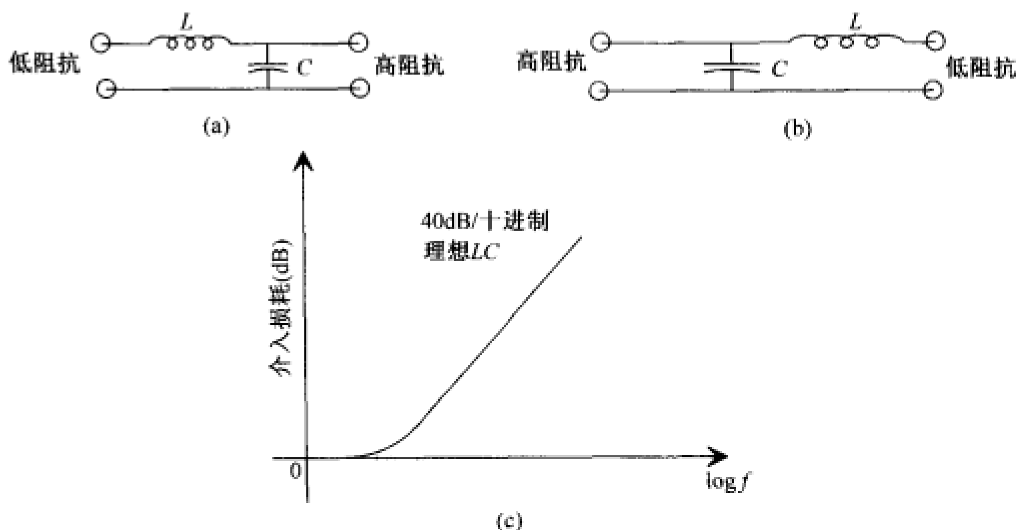


图 10-6

(a) 用于低源阻抗和高负载阻抗的 L 形滤波器；(b) 用于高源阻抗和低负载阻抗的 L 形滤波器；(c) 终接阻抗相等时，L 形滤波器的介入损耗特性

10.2.2.4 π形滤波器。图 10-7a 所示的结构是实际中最常用的形式，它的优点包括制造简单、在宽频带范围内有较高的介入损耗及适度的空间要求。

当 $Z_g = Z_L = R_0$时，介入损耗为[4]

$$IL(\mathrm{dB}) = 10\ \log_{10}\left[1 + F^2\frac{(1-d)^2}{d^{2/3}} - 2F^4\frac{1-d}{d^{1/3}} + F^6\right] \qquad (10\text{-}11)$$

式中，$d = L/2CR_0^2$ 为阻尼因数

$F = f/f_0$

$f_0 = \dfrac{1}{\pi\sqrt{2LC}} = \dfrac{R_0}{\pi L} = \dfrac{1}{2\pi R_0 C}$ （如果 $d=1$）

253

$f_0 = \dfrac{1}{\pi\ (4R_0LC^2)^{1/3}}$ （如果 $d\neq1$）

当 $d=1$ 时π形滤波器的标准介入损耗特性见图 10-7b。它具有约 18dB/倍频程（60dB/十进制）的斜率。

π形滤波器对瞬态干扰不是非常有效。可用金属罩屏蔽滤波器的方法来改进这种滤波器的高频性能。它可用于很低频率需大衰减的场所，例如屏蔽室电源线的滤波。

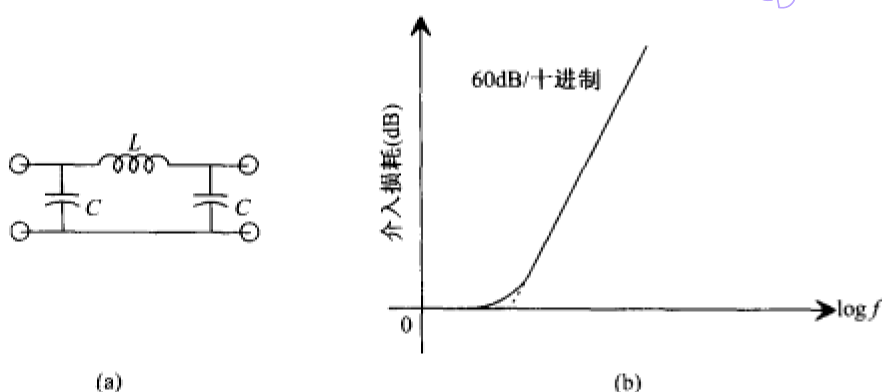


图 10-7 π形滤波器

10.2.2.5 T 形滤波器。T 形低通滤波器的结构见图 10-8a。在减少瞬态干扰方面 T 形结构是有效的。

当 $Z_g = Z_L = R_0$时，介入损耗为

$$IL(\mathrm{dB}) = 10\log_{10}\left(1 + F^2\frac{(1-d)^2}{d^{2/3}} - F^4\frac{1-d}{d^{1/3}} + F^6\right) \tag{10-12}$$

式中，$d = R_0^2C/2L$ 为阻尼因数

$F = f/f_0$

$f_0 = \frac{1}{\pi\sqrt{2LC}} = \frac{R_0}{2\pi L} = \frac{1}{\pi R_0 C}$ （如果 $d = 1$）

$f_0 = \frac{1}{\pi}\left(\frac{R_0}{4L^2C}\right)^{1/3}$ （如果 $d \neq 1$）

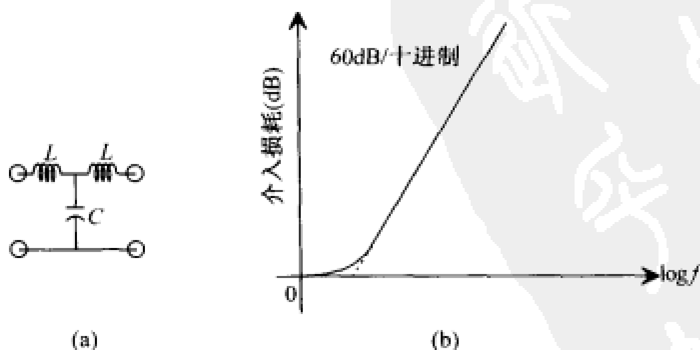


图 10-8 T 形低通滤波器

254

T 形低通滤波器的标准介入损耗特性见图 10-8b。简单的 T 形滤波器提供与π形结

构相同的边缘衰减率，即 18dB/倍频程或 60dB/十进制。T 形滤波器的主要缺点是它在其串接臂上需两个电感器，这就使滤波器的总尺寸加大。

π形滤波器及 T 形滤波器根据阻尼因数 d 的数值可出现三种响应模式。当 $d=1$ 时的响应是最佳阻尼响应，并接近理想巴特沃斯（Butterworth）响应曲线。当 $d>1$ 时，滤波器给出有脉动电压的过阻尼响应模式。当 $d<1$ 时，将得到一个欠阻尼的响应模式，其在通带边缘有较差的衰减率。

对任何给定的用途而言，某些指南有助于决定滤波器电路所宜采用的类型。例如，假设已知滤波器在两个方向将连至较低的阻抗，则可用含更多串接电感器元件的电路（如 T 形电路那样）。相反，高阻抗系统则需要π形电路。如果滤波器连在两个大大失配的阻抗间，则可用 L 形那样的不对称滤波器电路。串联元件连至电路的低阻抗一侧，而并联元件则连至电路的高阻抗一侧。滤波器不同组件的频率特性应加以考虑[5]。

10.2.2.6　有耗线路滤波器。在某些应用中，由于阻抗失配含低损耗元件的滤波器在输出端口上会出现较高的干扰电压。在这种状态下，利用像铁氧体（ferrite）那样的磁性材料的损耗特性而制成的有耗滤波器非常有用。这里无用频率的能量成分可由有耗线路滤波器来耗散。有耗线路滤波器也是一种传输线，但它具有像铁氧体那样的介质或其他某些有耗材料（见 7.4.1.4 节）。有耗线路滤波器的例子是内、外表面均有导电涂层从而形成同轴传输线的铁氧体圆管。有耗线路滤波器比其他常规滤波器可多提供 60dB 介入损耗。在一般用途中的电源线滤波器常采用这种滤波器，这里有耗滤波器与常规低损耗元件组合起来可取得所需的低截止频率。

另一种便宜的有耗滤波器是管状铁氧体磁珠。管状铁氧体磁珠给出一个使不希望的高频干扰产生衰减的简单且经济的办法。一个小的铁氧体磁珠在导线上滑动形成一个单匝式射频扼流圈。如果使用适当，这种器件可以同时抑制辐射能量及传导能量。管子可同时屏蔽低频静电干扰及磁场，但不会引起直流或低频交流衰减。这种滤波器的标准射频功率处理能力为每英寸管子 10W 以上。

另一种铁氧体滤波器是滤波连接器，这里有耗滤波器直接安装到插入式连接器组件中（见 11.2 节及 11.3 节）。这种连接器呈现低通滤波器的性能。

10.2.2.7　有源滤波器。当需要滤除很低的频率时，有源滤波器呈现合理、适当的尺寸[6]。采用有源元件构成的三种基本滤波器结构见图 10-9[7]。在图 10-9a 中，用串接的调节器（有源电感器）对干扰信号呈现高阻抗通道。在图 10-9b 中则借助于并接的调节器（有源电容器）将干扰信号旁路入地。在图 10-9c 中，通过高增益反馈电路，用同样大小的反信号实现干扰信号抵消技术。

255

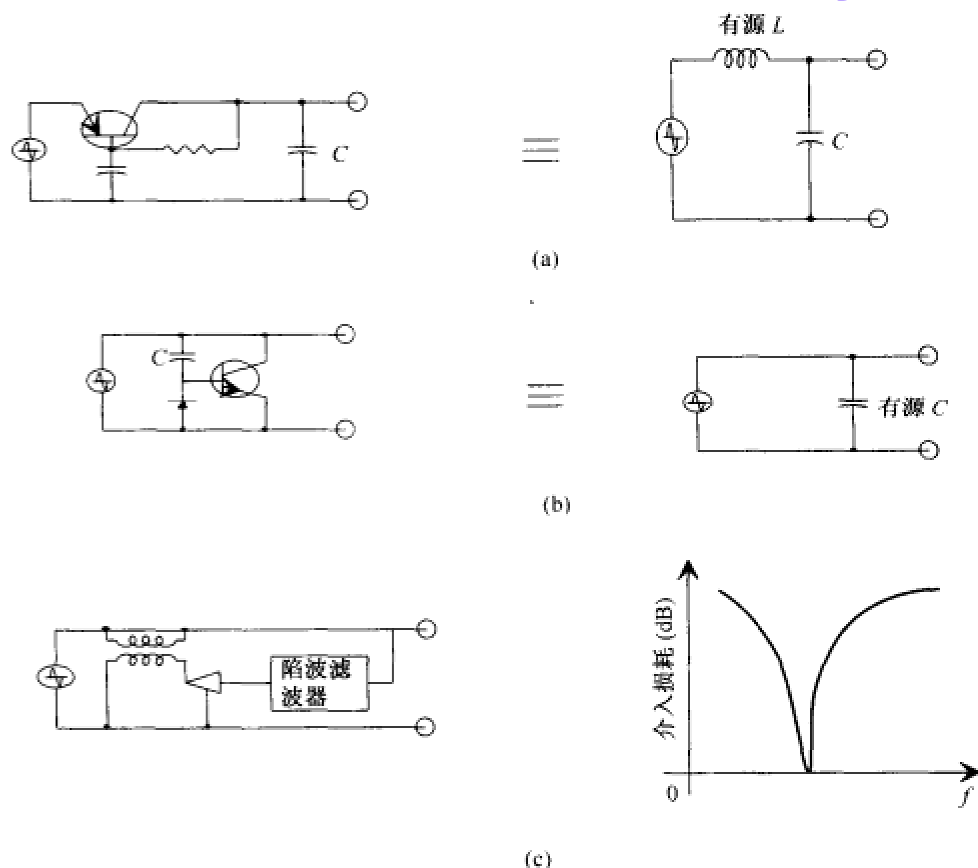


图 10-9 有源滤波器

设计这些调节器时应使它们对期望的通带不产生衰减。有源滤波器主要用于大功率逆变器、数字设备、SCR 及三端转换开关、电子设备的电源等。由于品质因数 Q 在频率的边缘区比中心区要小，所以失配状况对有源滤波器起不了重要作用[8]。

10.2.3 高通滤波器

高通滤波器在减少电磁干扰方面的应用非常简便，例如在倍道中去除交流电源工频或去除低频频带环境信号。LC 高通滤波器的基本结构见图 10-10。

把每个电感器都换成电容器，并把每个电容器都换成电感器就可把标准低通滤波器变成高通滤波器，元件值则以各自的倒数代替，其过程可表示如下：

$$C_{hp}=\frac{1}{L_{lp}} \tag{10-13}$$

256

$$L_{hp} = \frac{1}{C_{lp}} \tag{10-14}$$

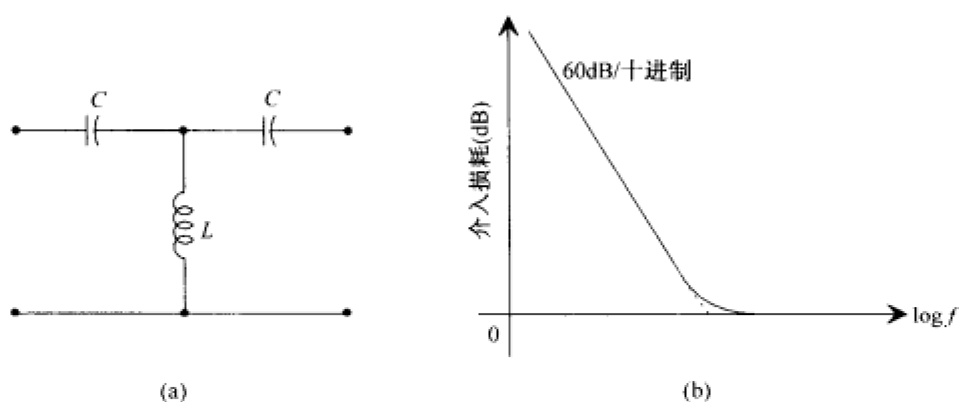


图 10-10　高通滤波器及其特性

源及负载终端保持不变。低通的介入损耗值现在将出现在高通频率。低通滤波器在频率为 f 时的衰减，现在则在归一化频域中由高通滤波器在频率为 $1/f$ 时给出。

10.2.4　带通滤波器

带通滤波器容许某特殊频带无衰减地通过而阻止此频带外的信号。图 10-11 所示为带通滤波器结构及其典型介入损耗特性。

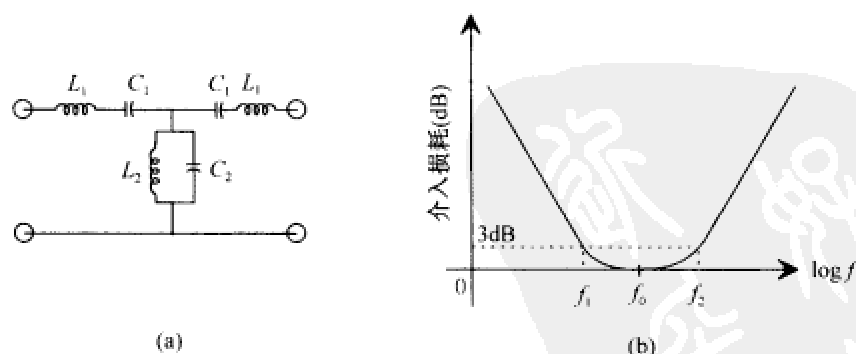


图 10-11　带通滤波器及其特性

频率变量 f 的带通滤波器可由频率变量 f' 的低通滤波器通过式（10-15）的变换来实现

$$f' = \frac{f_0}{f_2 - f_1}\left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right) \tag{10-15}$$

式中通带中心频率f_0相对3dB上限、下限截止频率f_1及f_2（见图10-12）存在下列关系$f_0=\sqrt{f_1f_2}$。此处假定

$$f'=0 \text{ 变为 } f=\pm f_0$$

$$\text{及 } f'=\pm f_c \text{ 变为 } f=\pm f_2 \text{ 与 } \pm f_1$$

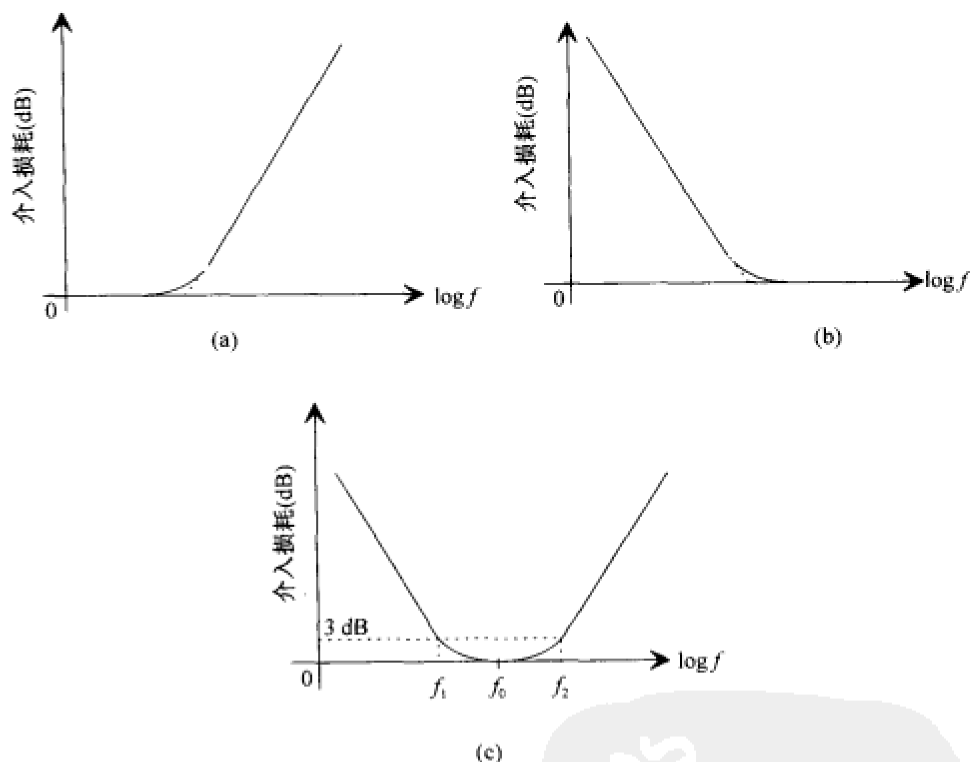


图10-12 由低通响应变为带通响应的频率变换

（a）低通滤波器响应；（b）高通滤波器响应；（c）带通滤波器响应

因此，如图10-12所示，通带为0至f_c的低通原型就变为通带为f_1及f_2的带通滤波器。

为得到简单的通带，可使串臂与并臂的谐振频率等于通带的中心频率f_0，这样

$$f_0=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_1}}=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_2C_2}} \tag{10-16}$$

元件值可利用式（10-17）和式（10-18）由标准低通滤波器原型求得

$$C_1=\frac{f_2-f_1}{2\pi Z_0f_1f_2} \quad L_1=\frac{Z_0}{2\pi(f_2-f_1)} \tag{10-17}$$

$$C_2 = \frac{1}{\pi Z_0(f_2 - f_1)} \quad L_2 = \frac{Z_0(f_2 - f_1)}{4\pi f_1 f_2} \tag{10-18}$$

式中 Z_0 为特性阻抗。

10.2.5 带阻滤波器

带阻滤波器是一种网络，设计用来使构成干扰问题的特定频带衰减。这种滤波器通常在干扰源（如大功率发射机）与负载（如接收机）之间作为串臂上的阻止器件。

258

为极窄频带提供高衰减的带阻陷波滤波器常用在输入端口处以抑制下列干扰：

- 接收机输入端的带外强干扰
- 接收机输入端的棘手镜频
- 发射机输出端或级间端子上的馈通信号
- 交流或直流配电引线上的谐波
- 雷达脉冲重复频率计算机时钟浪涌
- 整流器波纹
- 中频或差频振荡器连接线、不期望的外差振荡、蜂鸣信号、或在音频放大器输入端（或级间端子）上的雷达脉冲重复频率。
- 在电磁干扰接收机输入端测试发射机的乱真发射及谐波时出现的强基波信号。

有两种常用的带阻滤波器结构。其中一种采用电感及电容元件而另一种则采用电阻及电容元件。

10.2.5.1 *LC* 带阻滤波器。如图 10-13 所示，将带通滤波器的串臂及并臂对调即可得到 *LC* 带阻滤波器。如带通滤波器那样，令串臂及并臂的谐振频率等于阻带的中心频率 f_0，并使 $f_0 = \sqrt{f_1 f_2}$，式中 f_1 及 f_2 是截止频率。元件值可由谐振及截止条件用式（10-19）和式（10-20）求得。

$$C_1 = \frac{1}{2\pi Z_0(f_2 - f_1)} \quad L_1 = \frac{Z_0(f_2 - f_1)}{2\pi f_1 f_2} \tag{10-19}$$

$$C_2 = \frac{f_2 - f_1}{\pi Z_0 f_1 f_2} \quad L_2 = \frac{Z_0}{4\pi(f_2 - f_1)} \tag{10-20}$$

10.2.5.2 *RC* 带阻滤波器。在低于大约 1MHz 的低频应用中，如图 10-14 所示的一个双 T 电阻电容滤波器可用作高 *Q* 值带阻滤波器。在更低频下，双 T 滤波器可获得 100 左右的电路 *Q* 因数，在这些频率下由电感电容型滤波器取得如此高的 *Q* 值不是经济可行的。由于有寄生效应，此种类型的滤波器在高频应用方面受到限制。

259

双 T 滤波器的陷波频率为[14]：

$$f_n = \frac{0.1592K}{(R_1R_2C_1C_2)} \tag{10-21}$$

式中，$K = \frac{C_1 + C_2}{C_3} = \frac{R_1R_2}{R_3 (R_1 + R_2)} = 1$（对称电路）。

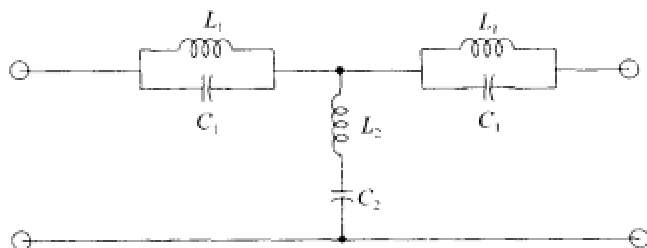


图 10-13　*LC* 带阻滤波器

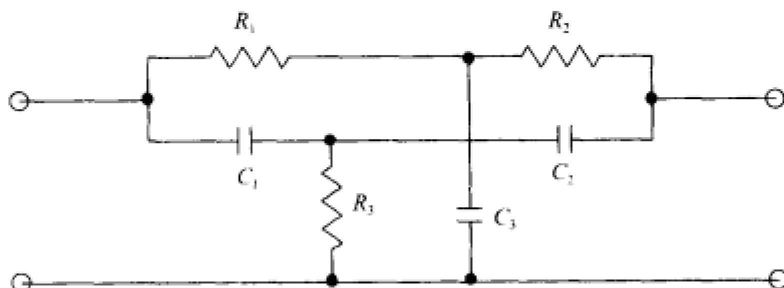


图 10-14　*RC* 带阻滤波器

10.2.6　介入损耗滤波器设计

10.2.6.1　低通滤波器。在实际中，设计滤波电路以便在期望的频带内产生特定性能的变化特性。例如在给定频带内介入损耗不要超出某给定的最大值，而在特殊应用中有时还要给出期望的曲线边缘裙响应（即截止特性）。通常，这种设计是以标准的低通响应逼近为基础，如巴特沃斯（Butterworth）逼近或契比雪夫（Chebysev）逼近。在巴特沃斯逼近中低通滤波器的幅值响应为

$$介入损耗 = 1 + F^{2n} \tag{10-22}$$

或相应地表示为

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{(1 + F^{2n})^{1/2}} \tag{10-22a}$$

而在契比雪夫逼近中低通滤波器的响应为

$$介入损耗 = 1 + a^2 T_n^2 F \tag{10-23}$$

或相应地表示为

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{(1 + a^2 T_n^2 F)^{1/2}} \tag{10-23a}$$

在以上式子中

n 为逼近级数（即极点或电抗元件数）

$F = f/f_c = \omega/\omega_c$ 为对应于截止频率 f_c 的标称频率

a 为设置通带波动的常数

260

T_n 为契比雪夫多项式

巴特沃斯及契比雪夫低通滤波器可用图10-15所示的电容与电感梯形网络来实现。在逼近级不同的这些滤波网络中元件值 g_k，可根据标称频率及终接阻抗在很多滤波器设计的图书[6,9]中由表查出。低通原型的元件值已按所加阻抗及频率定标转变为实际的元件值，频率定标需将标称截止频率1转换为所需的截止频率 f_c。阻抗定标则需将源阻抗及负载阻抗由1转变为 R_L（使 $R_L = R_G$）。阻抗定标中需将原型中的全部电阻及电感乘以 R_L 而将原型中的全部电容除以 R_L。因此，在低通滤波器中

$$C_k = \frac{g_k}{2\pi f_c Z_L} \tag{10-24}$$

$$L_k = \frac{g_k Z_L}{2\pi f_c} \tag{10-25}$$

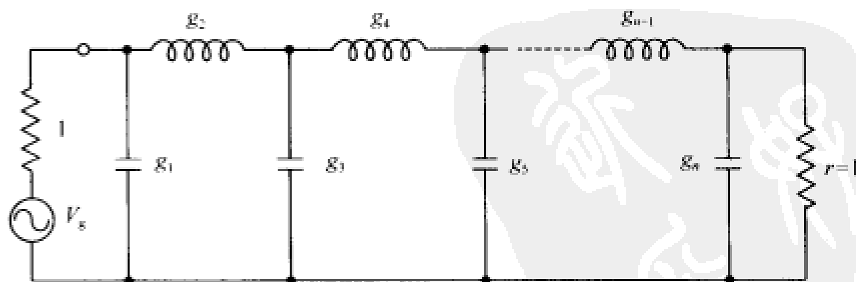


图10-15　低通原型滤波器

巴特沃斯滤波器形成平坦通带响应。另一方面，契比雪夫响应在通带中则有波动，而出现滤波器边缘裙响应（截止特性），比同样逼近级的巴特沃斯滤波器具有更陡的响应。设计师应根据特殊应用中的要求来选择滤波网络（即类型、逼近级、容许波动等）。我们注意到在巴特沃斯及契比雪夫滤波器中，设计师定出通带介入损耗并选出一个合宜的滤波器（即滤波器类型与逼近级）以获得所需的曲线边缘裙响应。

这就自动地决定了滤波器在阻带的特性而不留给设计师以任何灵活性。在称作卡尔滤波器（或椭圆函数滤波器）的另一种类型滤波器中，设计师可在同时定出通带波动含量及阻带衰减前提下实现更陡的曲线边缘裙响应。

10.2.6.2 其他滤波器。按10.2.3~10.2.5节所述步骤及变换方式，低通原型滤波器可以用作高通、带通及带阻滤波器的设计基础。进行适宜的阻抗及频率定标，可由低通原型滤波器求得高通、带通或带阻滤波器的元件值。这些结果列于表10-1。通常（但非总是如此）阻抗定标，取 $R_L = R_G = 50\Omega$，这是因为大多数试验及测量设备均以 50Ω 作为基准。当源阻抗或负载阻抗或两个阻抗均非 50Ω 时，引进适当的阻抗变换器[10]使滤波器输入（或输出）阻抗与期望的源（或负载）阻抗匹配，就可能得到阻抗匹配。在这些情况中，需注意保证变换器的电抗适合进入滤波器的网络结构。 261

表10-1 滤波器元件值

元件	原型值	低通滤波器元件	高通滤波器元件	带通滤波器元件	带阻滤波器元件
串臂	g_k	$L=\frac{g_k Z_L}{\omega_c}$	$C=\frac{1}{g_k Z_L \omega_c}$	$L=\frac{g_k Z_L}{(\omega_2-\omega_1)}$ $C=\frac{\omega_2-\omega_1}{\omega_0^2 g_k Z_L}$	$L=\frac{g_k Z_L(\omega_2-\omega_1)}{\omega_0^2}$ $C=\frac{1}{g_k Z_L(\omega_2-\omega_1)}$
并臂	g_k	$C=\frac{g_k}{Z_L \omega_c}$	$L=\frac{Z_L}{g_k \omega_c}$	$L=\frac{Z_L}{g_k(\omega_2-\omega_1)}$ $C=\frac{g_k(\omega_2-\omega_1)}{Z_L \omega_0^2}$	$C=\frac{(\omega_2-\omega_1)g_k}{Z_L \omega_0^2}$ $L=\frac{Z_L}{g_k(\omega_2-\omega_1)}$

10.2.6.3 滤波器设计实例1。作为一个实例，我们研究一种电话线滤波器[11]。通常这些滤波器是设计用来减少由邻近无线电或其他任何射频传输在电话线中引起的共模干扰。然而，如果电话线经过的区域存在强电场，则在电话线中也会出现一定数量的差模干扰，这是由于在电场频率范围内电话线中存在不平衡的缘故。图10-16所示的电话线滤波器有串接扼流圈可以抑制共模干扰，又有并接电容器可以抑制差模干扰。滤波器是以串接电感（$L = L_1 + L_2 + L_3$）及并接电容 C_2 两元件为基础的滤波器，可形成40dB/十进制边缘裙响应特性。此外，由 L_7 及 C_3 构成的串接可调网络可用来改进无线传输频率下的抑制性能。电阻 R_2 用来减弱谐振以便在射频传输频率周围的窄带宽内有一个合理的衰减。电容器 C_1 是金属氧化物压敏电阻器的电容（见10.7.2节）。

10.2.6.4 滤波器设计实例2。作为第二个例子，我们研究三级考尔响应音频带通滤波器的设计及性能[12]。设计的滤波器中心频率为1.2kHz，3.3kHz、3dB带宽及6.4kHz、30dB带宽。滤波网络见图10-17a。滤波器的分析与设计采用了称作ELSIE的软件。规定在1.2kHz时介入损耗小于0.2dB及最低通带回波损耗为20dB。计算机算出的介入损耗及回波损耗见图10-17b。滤波器制成后，在几个频率上进行了介入损耗及回波损耗的测量，测量表明与计算结果非常吻合[13]。该滤波器的照片见图 262

10-17c。滤波器网络设计中使 $R_L = R_G = 192\Omega$，这种滤波器在商用电子产品及通信设备中获得了广泛应用。符合欧洲标准 EN-55020（见第 15 章）对电视及收音机的电磁抗扰度要求，是这种应用[10,12]的一个例子。

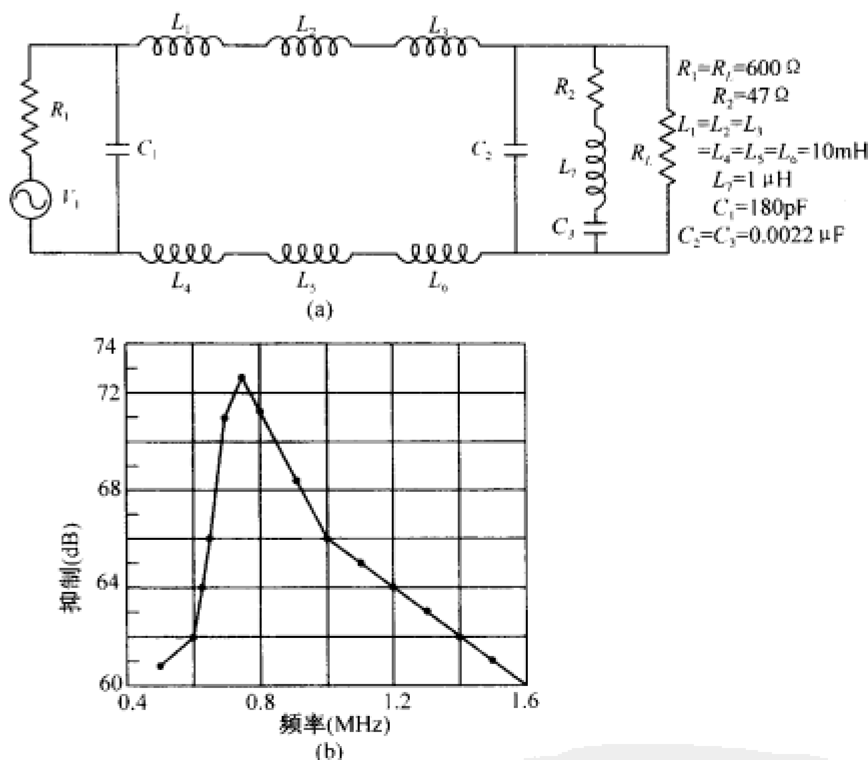


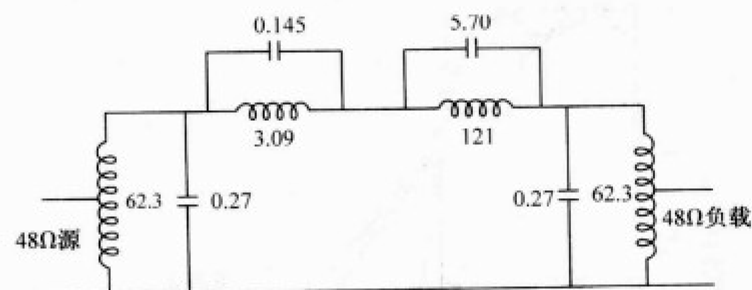
图 10-16　电话线滤波器及其特性

（a）滤波器及电路；（b）滤波器特性

10.2.6.5　线性相位滤波器[6,9]。在信号完整性非常重要的某些应用中，信号通过滤波器时必须有最小的波形畸变（理想情况是无畸变）。畸变可能是波峰或上升时间的变化特性，也可能是存在阻尼振荡或稳定时间引起的（见第 14 章）。当带通滤波器网络对该频带所有频率无固定的时延时会形成波形畸变。具有线性变化（随频率的变化）相移特性的滤波器对通带中所有频率会有一个固定的时延。巴特沃斯及契比雪夫滤波器具有一个期望的幅度响应特性，但在必须保证信号完整性的应用中，它们的相位特性则不是很理想。结果是信号波形发生畸变。一种有名的贝塞尔函数滤波器在其通带中呈现均匀的（即最平坦的）时延。图 10-18 所示的滤波器特性指明了各种形式滤波器的相对性能。贝塞尔函数滤波器有固定时延，但滤波器的边缘裙响应（截止特性）则没有同级（即滤波器中有相同的极点数或电抗元件数）的巴特沃斯或契比雪夫滤波器那样陡峭。因此应根据特定的要求来选用满足特殊应用的

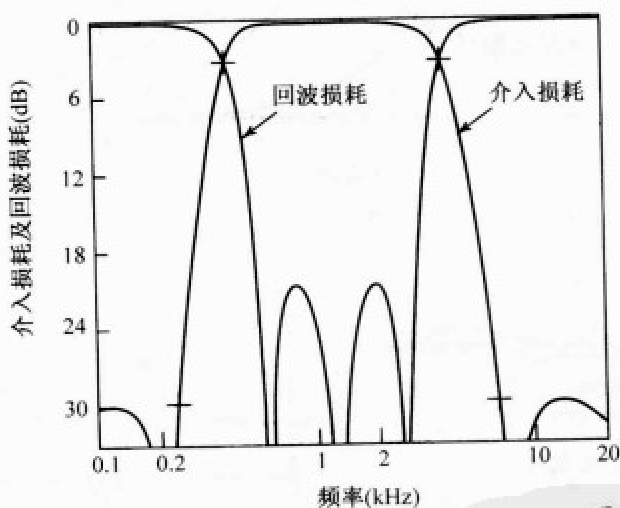
263

滤波器。

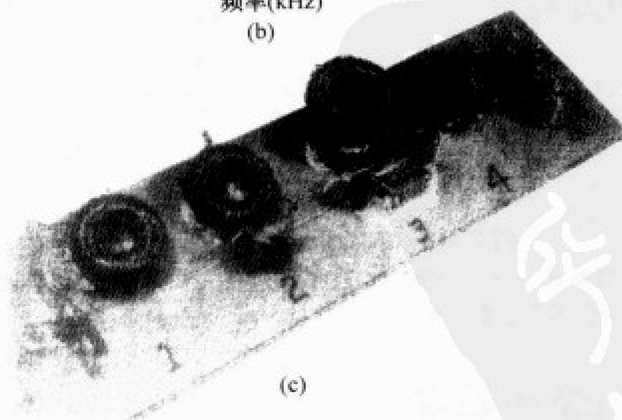


(电容以μF为单位，电感以mH为单位)

(a)



(b)



(c)

图 10-17 三级考尔带通滤波器

(a) 滤波器电路；(b) 滤波器特性；(c) 照片

注：摘自参考文献［12］及［13］。

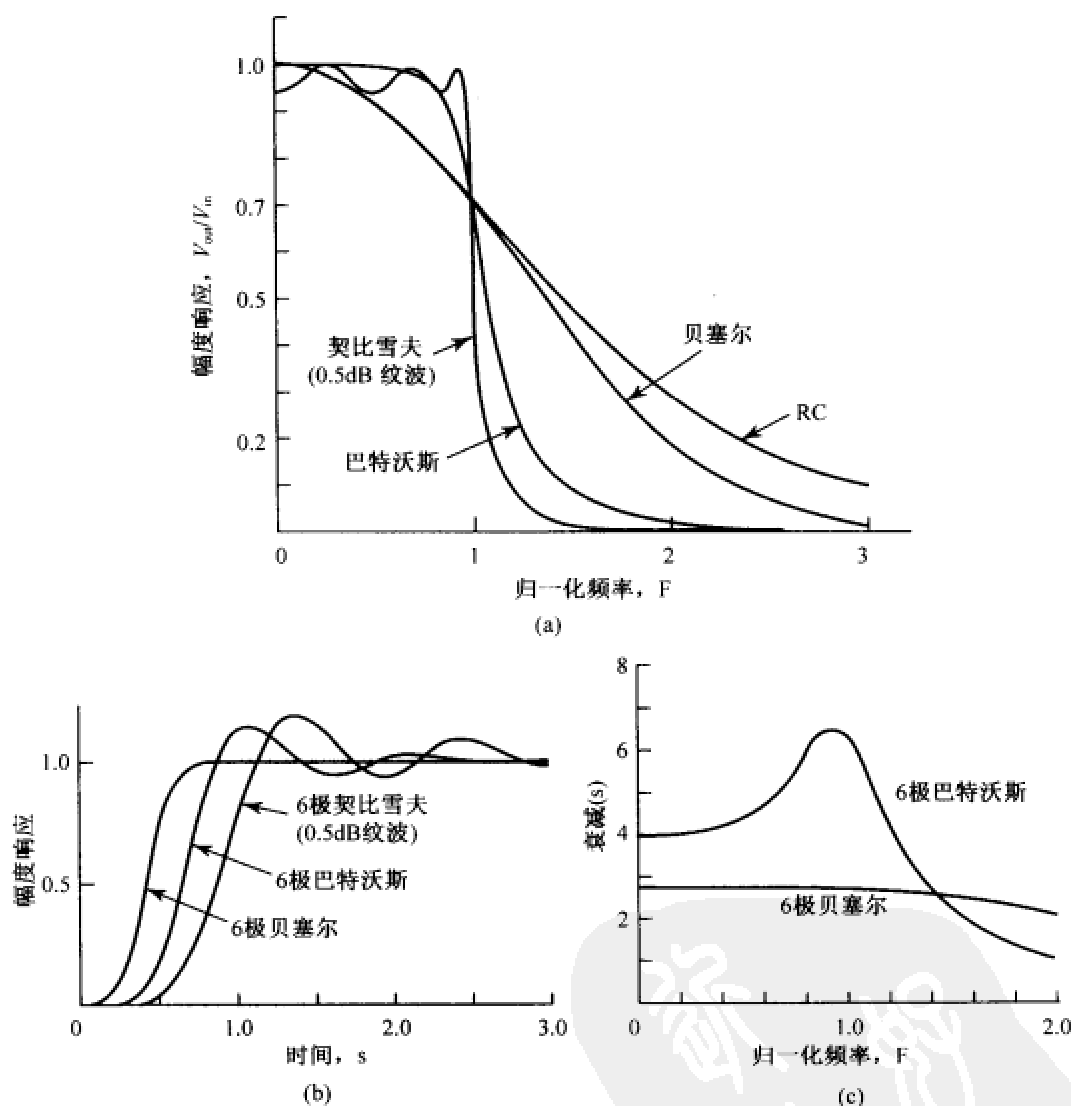


图 10-18　不同类型滤波器的相对性能

（a）幅度响应；（b）尖峰、阻尼振荡及上升时间的变化；（c）相位响应

注：摘自参考文献［14］。

10.3　电源线滤波器设计

265 在电源线滤波器与通信电路滤波器之间有几项基本差异。在通信电路滤波器中，源阻抗及负载阻抗通常是给定的。通常对电源线滤波器的设计师来说，这种条件并无保证。电源线滤波器的输入阻抗几乎不能与其相关电源线的阻抗达到阻抗匹配状

态，这是由于负载要改变的缘故。为此，在滤波器输出端的干扰电平要增大而不是减小。另一方面，发射机谐波滤波器通常的设计都是在基频范围提供发射机输出端的阻抗匹配。电源线滤波器与通信滤波器的另一基本差异是电源线滤波器存在电源线电流的强偏置。

电源线内出现的干扰有两个分量：即第 7 章所说的共模（CM）电流与差模（DM）电流。由滤波器设计的一个方程求解两个未知电流给电源线滤波器的设计及实现造成困难。设计过程中常采用逐步逼近法。为了抑制相线对相线、相线对地及相线对中线的共模及差模干扰，有多种 *LC*（电感电容）组合电源线滤波器。

10.3.1 共模滤波器

通常，如图 10-19 所示，用 *LC* 滤波器使其负载端接电容，电源端接电感，从而设计成低源阻抗且高负载阻抗的共模滤波器。为了增大衰减并实现陡峭边缘裙响应，可串接多个 *LC* 级。图 10-19 中电容器 C_y 将共模电流旁路入地。图 10-19 中电容器 C_x 将相线对中线电流旁路并阻止这些电流进入负载。在需要低源阻抗及低负载阻抗的场所，可用 T 形低通滤波器结构。

由于高负载阻抗，相线对地的小电容以及相线对中线的大电容可有效地滤除共模干扰，然而相线对中线的大电容使地线中出现大的泄漏电流，从而引起电位电击危害。因此，电气安全机构强行规定相线对中线电容的最大限值，因而也就根据电源线的不同电压规定了容许的最大泄漏电流。这些限值的一些典型规格见表 10-2。

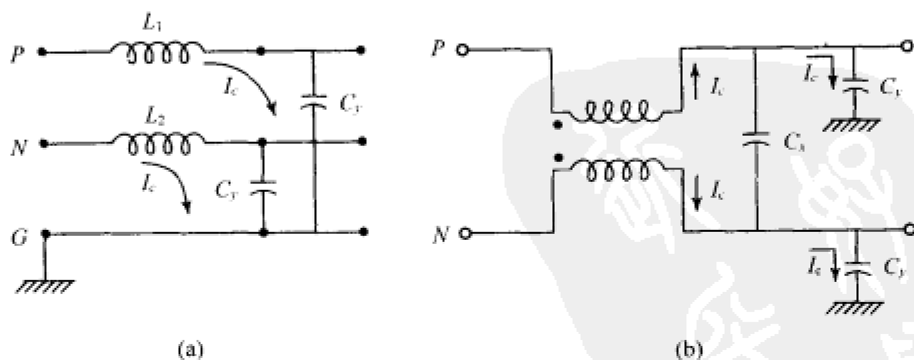


图 10-19 共模滤波器

（a）相线对地；（b）L 形平衡—不平衡转换电感器

为了避免由放电电流流通引起的电击危害，相线对中线的电容 C_x 必须小于 0.5μF。否则就要加一个泄漏电阻器（bleeder resistor），这样在事件发生 1s 后在 AC 插头上可以呈现小于 34V 的电压[3]。

表 10-2　泄漏电流的典型限值

标　准	规定限值
MIL-STD-461	泄漏电流≤3.5mA
	电容器 C_y ≤0.1μF（60Hz）
	≤0.02μF（400Hz）
UL 实验室	泄漏电流≤5mA
	泄漏电流≤3.5mA，装于接地金属罩内的设备（Ⅰ级）
IEC 380	≤0.75mA，Ⅰ级可携型（<18kg）设备
	≤0.75mA，双绝缘设备（Ⅱ级）

共模滤波器的衰减在低频端主要由电感器产生，而在高频端则主要靠电容器 C_y 作贡献。在高频时电容器 C_y 的引线电感引起的谐振效应非常重要。采用陶瓷电容器可以减小引线电感。

266

10.3.2　差模滤波器

在差模滤波器设计中将电容接负载端而电感接在电源端，如图 10-20 所示。电感器对差模干扰产生衰减，而并接的电容器 C_x 则将这些干扰旁路以阻止其进入负载。

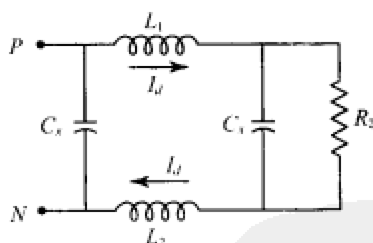


图 10-20　差模 L 形滤波器

10.3.3　共模差模组合滤波器

图 10-21 所示为共模差模组合滤波器的典型结构。用 L 形滤除差模干扰，然后用带平衡—不平衡转换电感器的π形滤波器滤除共模干扰。

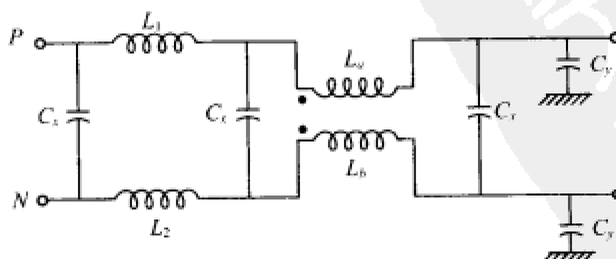


图 10-21　共模差模组合滤波器

在图10-21中电感器 L_1 及 L_2 有效地抑制差模干扰，而回波电流则通过电容器 C_x 流通。共模干扰分量则由电容 C_y 及电感 L_a 与 L_b 旁路。电容器 C_x 及 C_y 的数值应根据电源机构规定的最大容许泄漏电流限值来确定。断开地线并将滤波器次级短路即可测出泄漏电流。加上110%的额定电压，可用电流表测出相线与地线间或中线与地线间的泄漏电流。

267

在这些滤波器中，电感器 L_a 与 L_b 的结构应保证在额定工作电流时电感器（即芯子）不会饱和。通常环形芯子有两个相等绕组，安排时使两个芯子绕组中的线电流产生的磁场相互抵消。

10.3.4 电感器设计

电源线滤波器中最重要的设计考虑就是共模电感器扼流圈的绕制方法。扼流圈的绕组以及扼流圈的材料应该使小磁芯上对共模电流产生很大的电感值而让芯子两边的差模电流感生的磁场相互抵消。因此没有磁力线使芯子饱和。共模芯子按图10-22所示的取向进行绕制。这里，感生的共模磁场相加，而差模磁场彼此相反并抵消。在三相电路中，同一绕组产生通过一相的电流，该电流与其他二相的合成电流大小相等而方向相反以满足电荷守恒定律。这样，在三相电路中就导致差模磁场为零的结果。

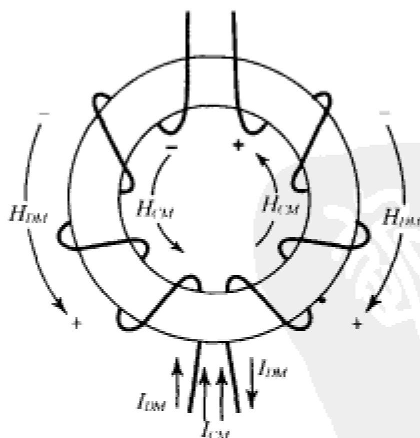


图10-22 共模芯子上的电感器绕组

绕组应使组间电容最低或使相邻绕组间电位差最小。对低电流要求而言，理想的设计是让单层绕组覆盖单环芯子圆周的3/4至7/8。对采用大线标电线的大电流要求而言，芯子上需要用双层绕组以满足芯子上需求的绕组数。然而，这项技术使绕组间产生了最大的电位差，因此也就增加了组间电容。该绕组结构的谐振频率为单层绕组结构的一半。

268

10.3.5 共模扼流圈的泄漏电感

当线圈绕在环形芯子上时，如果芯子的导磁率很高，则有更大的磁通穿过芯子。当线圈内电流不变时，芯子外的磁通保持不变。结果线圈电感加大而泄漏磁通对线圈自感仅呈现可忽略的部分。如果芯子上的绕组绕得不紧或占有整个圆周，则磁通会泄漏至芯子外边。这个泄漏磁通会产生非零的差模磁场而芯子则可能饱和。这就使共模电感降低。由于磁力线在芯子外闭合，共模扼流圈的泄漏电感使差模电感加大。

10.3.6 泄漏电感的降低

因为共模电流的导磁率远大于差模电流的导磁率，故共模扼流圈性能良好。而且共模电流通常很小，在大直径的芯子上绕很少的圈数可达到差模电流较小的导磁率。因此选用大截面的芯子并用更多圈数就可使差模电感减至最小，从而改进共模电感。然而，采用比需要值更大的芯子时应小心保证有效的差模电感不要并入共模扼流圈。

在环形结构中差模磁力线离开芯子。在板式滤波器情况中，这种辐射可耦合至电源线，因此增大了传导发射。同时，当芯子放在钢铁罩壳中时，由于存在高导磁率材料壳，差模净导磁率会明显增加，这就导致差模电流引起的芯子饱和。采用特殊的芯子设计技术，将差模磁力线限制在磁结构中或给差模磁力线提供高导磁率通道即可克服这类辐射问题。

10.3.7 电源线滤波器：设计示例

回忆第7章7.2节及7.3节的讨论，我们注意到电源线上呈现的干扰/骚扰可分为共模及差模两种干扰。这些干扰见图10-23a，其中 I_c 及 I_d 分别为共模电流及差模电流。如图10-23b所示，插在电源线进入点的电源线电磁干扰滤波器旨在保证电源线上携带的干扰不进入需由电源线馈电的设备，反之设备上的干扰也不会进入电源线[15,16]。大量现代设备及数字电路均由开关式电源进行馈电。这类电源会产生电磁噪声。这时必须保证这种射频噪声不要注入电源线。

电源线电磁干扰滤波器的一种常用结构见图10-23c。此处 C_x 及 C_y 为线对线电容器及线对地电容器，L_1 为绕在共同芯子上有相等绕组的两个电感器，L_2 为绕在分开的芯子上的两个分开的电感器，L_g 则为任意的接地扼流圈。当直流地要与射频地保持分离状态（见第9章9.5节）时需用接地扼流圈。连在滤波器电路内的两个电感器 L_1 的极性应使电源（线）电流 I_l 在两个电感器内反向流动，因此不会被衰减。与此类似，由于极性关系差模电流 I_d 也不会被 L_1 衰减。另一方面，在两个电感中的共模电流产生的磁场是同相的。因此电流 I_d[1] 会被衰减。而且由于两条线中通过的共模电

269

1. 疑为 I_c 之误。——译者注

流 I_c是恒等的，电容器 C_x对它们不会产生任何影响。根据这种考虑，共模与差模电磁干扰电流的有效等效电路可表示为图 10-23d 及 10-23e。电感 L_l为共模电感 L_1的泄漏电感，因为 L_1两个电感间无耦合所以不能相消（见 10.3.5 节）。根据 10.3.1 节所述理由，电容器 C_x具有 0.1μF～0.5μF 的较高数值，而 C_y 值则在 0.001μF～0.01μF 范围内。电源线滤波器基本是低通滤波器，理想状况对电源线频率（50/60Hz）应不呈现衰减，但对 10kHz～30MHz 频率范围的射频噪声则要产生衰减。

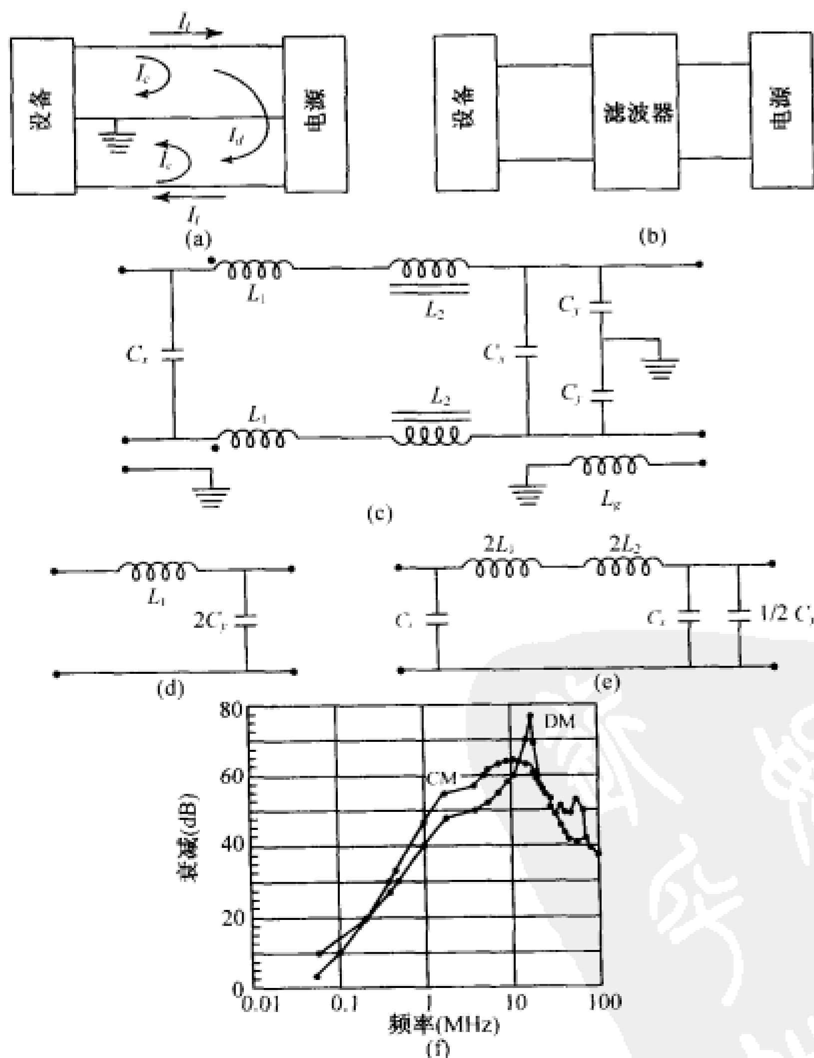


图 10-23　电源线电磁干扰滤波器

在某个试验电源线滤波器中 C_x = 0.22μF，C_y = 0.0022μF，L_l = 110μH 及 L_2 = 315μH，该滤波器测得的性能[1]见图 10-23f。滤波器呈现低通特性，在 10MHz 附近

对共模干扰出现最大衰减，而约在 20MHz 时对差模干扰出现最大衰减。在频率高达 100MHz 时对两种干扰都呈现 40dB 的最低衰减。

10.4　滤波器安装

为了防止滤波电路产生的向外高频辐射以及防止滤波电路接收外来辐射，需用金属罩作为屏蔽体。在构建安装实用业务的滤波器时，必须保证设备的屏蔽效能完整性，当不认真注意防止向外辐射或防止接收外来辐射时就会导致屏蔽不良及滤波效能的丧失（图 10-24）。图 10-25a 所示是一种好的滤波方法，这里所安装的滤波器能在滤波器外壳与屏蔽罩墙间保持有效的屏蔽完整性。

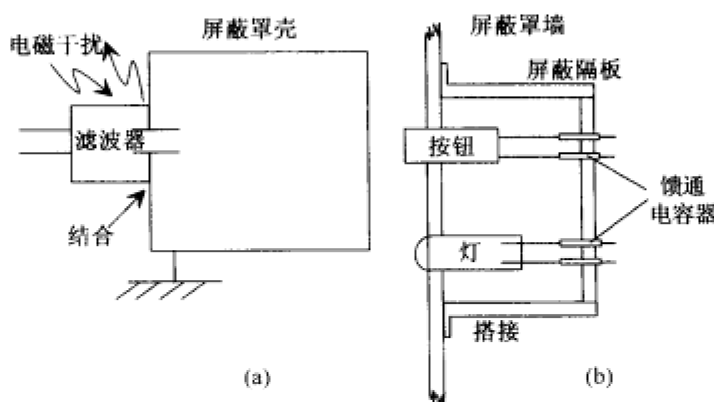


图 10-24　滤波器的不良安装[1]

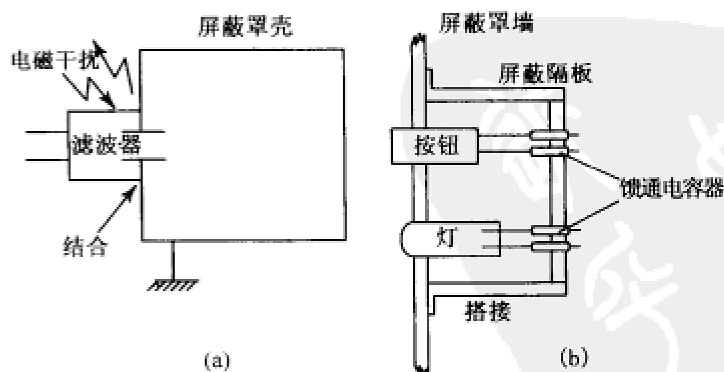


图 10-25　滤波器的合理安装

270 ↓ 271

当在带屏蔽罩的小室中存在不连续性时（如开关配件、指示灯等），由这些不连续处至小室内部要按图 10-25b 所示用馈通电容器通过屏蔽隔板进行电气连接。

1. 原书与图 10-25 相同，疑有误，似应将（b）图取消。——译者注

10.5 滤波器的评估

滤波器特性在终接50Ω情况下进行评估，并如MIL-STD-220A及CISPR标准所述测试方法进行试验测量。介入损耗也是在固定电阻（通常为50Ω或75Ω）终接情况下进行测试。这些测试在无负载以及在直流/交流负载两种情况下进行测试。然而，测得的特性因终接阻抗不同可能与实际使用中观测的特性有差异。介入损耗测试的基本试验电路见图10-26。对不对称干扰可用同轴试验电路进行滤波器测试，对于对称干扰则用对称试验电路进行滤波器测试。

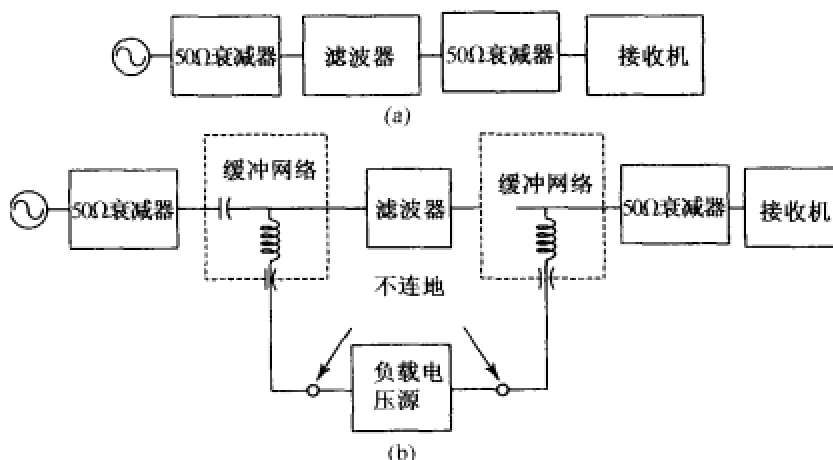


图10-26 介入损耗测试的基本试验电路

衰减器有10dB的最低介入损耗。它们是电阻网络，在各种介入损耗测试中用来对滤波器提供50Ω标准负载。当进行满负载介入损耗测试时使用缓冲网络让额定电流（直流或等效电流）通过滤波器并将信号源与接收机隔开。负载电压源呈浮动状态，两终端对地隔断。

无负载介入损耗测试按图10-26a分两步进行。首先在滤波器未接入电路时记录接收机输入电压V_1。当滤波器接入电路后，在同样输出电压情况下再记录接收机输入电压V_2。滤波器介入损耗可由下式求得

$$IL = 20\ \log_{10}\frac{V_1}{V_2} \tag{10-26}$$

满负载介入损耗测试按图10-26b进行。在此试验中，将标称直流额定电流加至滤波器。满负载介入损耗按前述无负载测试情况的类似方法测试，但测量电压时需在额定负载电流通过滤波器情况下进行。 272

10.6 小结

对用作电磁干扰控制工具的滤波器的分析与实用状况已在本章作了介绍。低通/高通/带通/带阻电磁兼容滤波器与其他相似用途的大量滤波器在设计途径及技术工艺方面并无差异。然而电磁兼容滤波器的源阻抗及负载阻抗并非永远理想。在某些情况下，这两个阻抗基准的比值很高。由滤波器看过去的源阻抗及负载阻抗都是频率的函数。而且，滤波器输入端/输出端的阻抗失配事实上将增大电磁干扰而不是抑制电磁干扰（见7.3.2节）。在设计电磁兼容滤波器时这些考虑需引起特别关注。具有带通/带阻特性的电磁兼容滤波器在现代消费电子及通信设备中获得广泛应用。在个别情况下，此类设备需要用这种滤波器是为了保证达到一些国家标准（如欧洲标准及FCC规范）所规定的性能要求。

在设计电源线滤波器时应特别关注干扰问题，这是因为三条线路（相线、中线及地线）包含在一个单相网络中的缘故。更多的线路则包含在多相网络中，而且共模干扰及差模干扰两者都必须抑制。当含有可使电感器芯子饱和的大电流时，电源线滤波器设计变得非常复杂。在处理共模及差模干扰时本章也讨论了电源线滤波器中所用电感器的设计技术。

本章还给出滤波器设计实例以及对它们测得的性能特性作为两类滤波器的理论及分析处理的补充材料。 273

参考文献

1. MIL-STD-220A, *Method of Insertion-loss Measurements*, Dec. 1959.
2. H. M. Schilike, *Electromagnetic Compossibility*, Marcel Dekker Inc, 1982, Chapter 8.
3. M. J. Nave, *Power line Filter Design for Switched-mode Power Supplies*, New York, Van Nostrand Reinhold, 1991.
4. Interference Technology Engineers Master—1978, the *International Journal of EMC*, pp. 120 – 144, 1978.
5. N. Nishizuka, M. Nakatsuyama, and K. Kobayashi, "Analysis of EMI noise filter," in *Proc. International Symp. EMC*, pp. 812 – 814, Nagoya, Japan, 1989.
6. A. B. Williams and F. J. Taylor, *Electronic Filter Design Handbook*, New York: McGraw Hill Publishing Co., 2nd edition, 1988.
7. F. Mayer, "RFI Suppression components—state of the art: new developments," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-18, pp. 59 – 70, May 1976.
8. H. M. Schlicke, "Compatible EMI filters," *IEEE Spectrum*, Vol. 4, pp. 54 – 68, Oct. 1967.
9. A. I. Zverev, *Handbook of Filter Synthesis*, New York: John Wiley and Sons, 1967.
10. E. Wetherhold, "Audio filters for EN 55020 testing," *Interference Technology Engineers Master* (*ITEM*),

p. 36, 1998.
11. S. Karunakarn (Private communication), SAMEER Centre for Electromagnetics, Madras, India.
12. E. Wetherhold, "How to design 3rd-order Cauer bandpass filters," *Interferance Technology Engineers Master (ITEM)*, p. 27, 1999.
13. E. Wetherhold (Private communication), Annapolis, MD.
14. P. Horowitz and W. Hill, *The Art of Electronics*, Cambridge University Press, 1989.
15. A. A. Toppeto, "Application and evaluation of EMI powerline filters," in *Proc IEEE International symp EMC*, pp. 164 - 167, 1987.
16. L. Tihanyi, *Electromagnetic Compatibility in Power Electronics*, New York: IEEE Press, 1995.

习题

1. (1) 为什么巴特沃斯近似也称作最平坦的滤波器?
   (2) 比较巴特沃斯近似及契比雪夫近似两种滤波器的频率响应。
   (3) 解释在滤波器设计中频率与阻抗定标的目的。
2. (1) 用无耗的电抗设计滤波器时采用具有限定的品质因数 Q 的元件去构建滤波器会发生什么情况?
   (2) 下列三种电容器——聚苯乙烯电容器、陶瓷电容器及电解电容器——哪一种最适合在高频中应用? 为什么?
3. 设计合适的低通滤波器以满足下列要求:
   (1) 截止频率为 3.4kHz; 在 5kHz 以后的最低衰减为 40dB; 容许通带波动为 0.2dB; $R_g = R_L = 1000\Omega$。
   (2) 截止频率为 1kHz; 在 2kHz 时需要的最低衰减为 20dB; $R_g = R_L = 600\Omega$。
   (3) 截止频率为 100Hz; 在 300Hz 时的最低衰减为 58dB; $R_g = 1\text{k}\Omega$, $R_L = 100\text{k}\Omega$; 电感器在 100Hz 时的品质因数 Q 为 11。
4. 设计满足下列要求的滤波器:
   (1) 对称带通滤波器, 上下截止频率分别为 4MHz 及 1.5MHz; 通带最大波动为 1dB; 40dB 带宽不超过 5MHz; $R_g = R_L = 50\Omega$。

274

   (2) 截止频率为 8MHz 及 12MHz 的带阻滤波器; 500MHz 带宽的最小衰减为 50dB; $R_g = R_L = 300\Omega$。
5. (1) 阐述环形芯子的结构。这种芯子有什么特性?
   (2) 解释共模扼流圈的作用机理。说明如何将芯子的饱和度降至最低。
6. 当连至 230V、50Hz 电源的相线与大地之间时, 选择并提出一个合适标准值的电容器以达到最大滤波效果并满足泄漏电流小于 5mA 的安全要求。
7. 说明下列每项陈述是否正确, 对答案简明地给出理由。
   (1) 串臂接电容并臂接电感的 T 形滤波器是一个好的带通滤波器。
   (2) 一个简单的电感器在高频时就是一个好的电磁干扰滤波器。

(3) 对两侧（端口）要连接较高阻抗的情况而言，π形高通滤波器是一个好的选择。

(4) 用于电源线滤波器的电感器在理想情况下应具有最大的绕组间电容。

(5) 设计共模干扰滤波器应具有高源阻抗及低负载阻抗。

(6) 电磁干扰滤波器安装时应使滤波器壳及屏蔽罩壳在电气上相互隔离。

(7) 一个管状的铁氧体磁珠可用作低通滤波器。

(8) 通常电源线滤波器有串接的扼流圈用以抑制共模干扰，及并接的电容用以抑制差模干扰。

275



第 11 章 电缆、连接器及部件[1]

11.1 引言

在实际中，除运用合理的接地、屏蔽、搭接及滤波外，还要采用几种电磁干扰抑制器件与部件来达到电气及电子电路与系统的电磁兼容性。

当一个屏蔽盒与另一屏蔽盒进行电气连接时（信号或控制），所用电缆的特性及屏蔽电缆的终接方法，包括电气连接器的内部连接都在干扰的耦合方面起重要作用。为了达到电路及设备的电磁兼容性，需要就电缆互连以及信号与控制电缆的布线选用合理的方法，以使信号损耗与衰减及检拾的电磁干扰都降至最低。

当干扰信号的波形是非周期的或自然界中有快速上升时间特性的瞬态信号时，由于存在寄生效应，干扰信号的高频分量很难仅靠无源元件滤波器进行衰减。在这种情况下需要用有源器件或对瞬态电磁干扰信号的速率具有响应的混合器件。

在本章中，我们就如何选用各种类型的电缆、连接器、衬垫、电气浪涌抑制器及隔离器件以达到电磁兼容性等相关考虑作了陈述。

11.2 电磁干扰抑制电缆

选用电缆时应考虑的各种参数包括电缆长度、容许损耗、传输的功率及频率、电缆布放环境内的噪声场及其频率，以及电缆所在场所可能出现的温度范围。在数字电路中，即使同轴电缆长度很小，由集肤效应引起的高电阻也会使快速上升脉冲的前沿畸变。对长电缆而言，过大的介入损耗可引起信号损耗。脉冲畸变及电缆损耗可引起杂散辐射，从而产生新的电磁干扰问题。由于电路布线及电缆检拾杂散辐射的敏感性，所有布线特别是载有低电压电平及敏感信号的布线（如控制或信号电缆）必须在整个工作频带内加以合理的屏蔽。电缆中的电磁干扰通常是在电缆全长上通过屏蔽及（或）吸收射频干扰电压的途径进行抑制。

电缆屏蔽以及屏蔽完整性的测试方法已在第 9 章进行过讨论。对编织屏蔽体而言，低频时转移阻抗与屏蔽体数量（单层、双层或三层）成反比[1]。在 500kHz 以

---

1. 本章的部分内容由印度 SAMEER 电磁学中心的 Sisir K. Das 编写。

上，转移阻抗的大小随屏蔽体数量的增加按一个量级减小（20dB）。单层编织屏蔽电缆的转移阻抗在 1kHz ~ 100kHz 频率范围内保持不变，而在 500kHz ~ 5MHz[1] 频率范围内则每 10 倍频率约增 10dB[1]。国际电工委员会（IEC）建议编织同轴电缆在 30MHz 及 3GHz 时的最大转移阻抗，及其最低屏蔽效能的限制，如表 11-1 所示。

表 11-1　IEC 建议的阻抗及最低屏蔽效能值

电缆	表面转移阻抗（mΩ/m）		屏蔽效能
	30MHz	3GHz	
单层编织	100	10 000	35
双层编织	6	600	59
屏蔽箔	3	300	65
双层编织加屏蔽带	0.1	—	95

注：摘自参考文献［2］。

11.2.1　吸收电缆

为供给自动化工厂及计算机化的办公场所应用，设计出一些特别的电磁干扰抑制低通电缆，可以让干扰信号衰减并使杂散辐射及线间寄生耦合同时减少。除了为防止辐射耦合使电缆导体屏蔽外，还可以采用一些射频吸收化合物（如混有有耗铁氧体粉末的弹性材料）涂敷在电缆导体上，即可在互连线全长上进行干扰减幅及滤波以抑制传导干扰[3,4]。与标准结构的电缆相比，这样处理可吸收电缆全长上的泄漏射频干扰能量，以及改进电磁兼容性性能。图 11-1 为这电磁干扰抑制电缆的若干基本结构。

电磁干扰抑制电缆中射频泄漏能量的吸收主要是铁氧体粉末内磁损耗的结果。278 衰减随频率稳定地增长并与电缆长度成比例。射频吸收电缆的主要优点是通过转化为热的途径把泄漏射频能量耗散，因此泄漏射频电流不会分流入大地电路，而这些泄漏电流原本可以在此大地电路中构建地环路并通过共地阻抗而引起新的电磁干扰问题。因此这种电缆既可防止差模干扰又可防止共模干扰。

图 11-2 所示为一种标准射频吸收低通同轴电缆及其等效电路[5]。此处 R 为阻性护套的固定分布电阻，而 L 及 C 则分别为分布线的电感及电容。这种电缆中射频干扰能量的衰减 α 为[5]

$$\alpha = 8.686\ \sqrt{LC}\sqrt{\frac{\left(\frac{\omega^2 L^2}{R^2}\right)^{1/2}}{2\left(1+\frac{\omega^2 L^2}{R^2}\right)}}\text{dB/m} \tag{11-1}$$

1. 5MHz 疑为 500MHz 之误。——译者注

衰减曲线有一个与频率平方成正比的起始斜率，在频率为 f_m 处达到斜率的转折点。

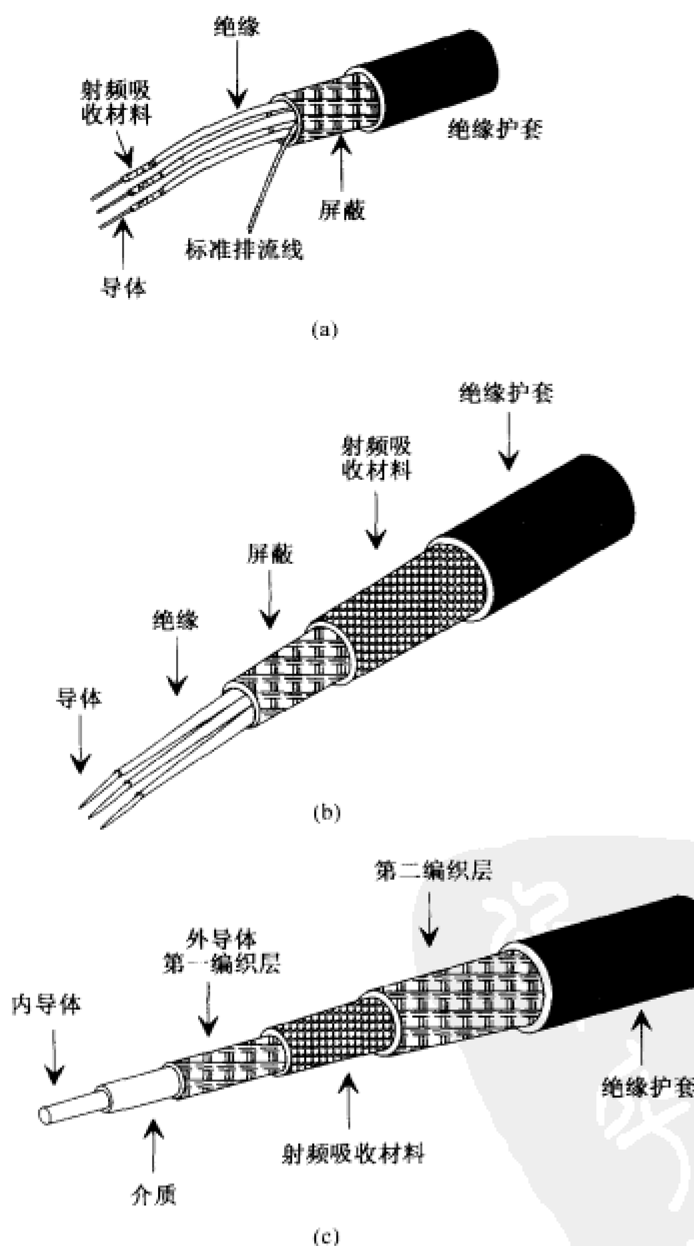
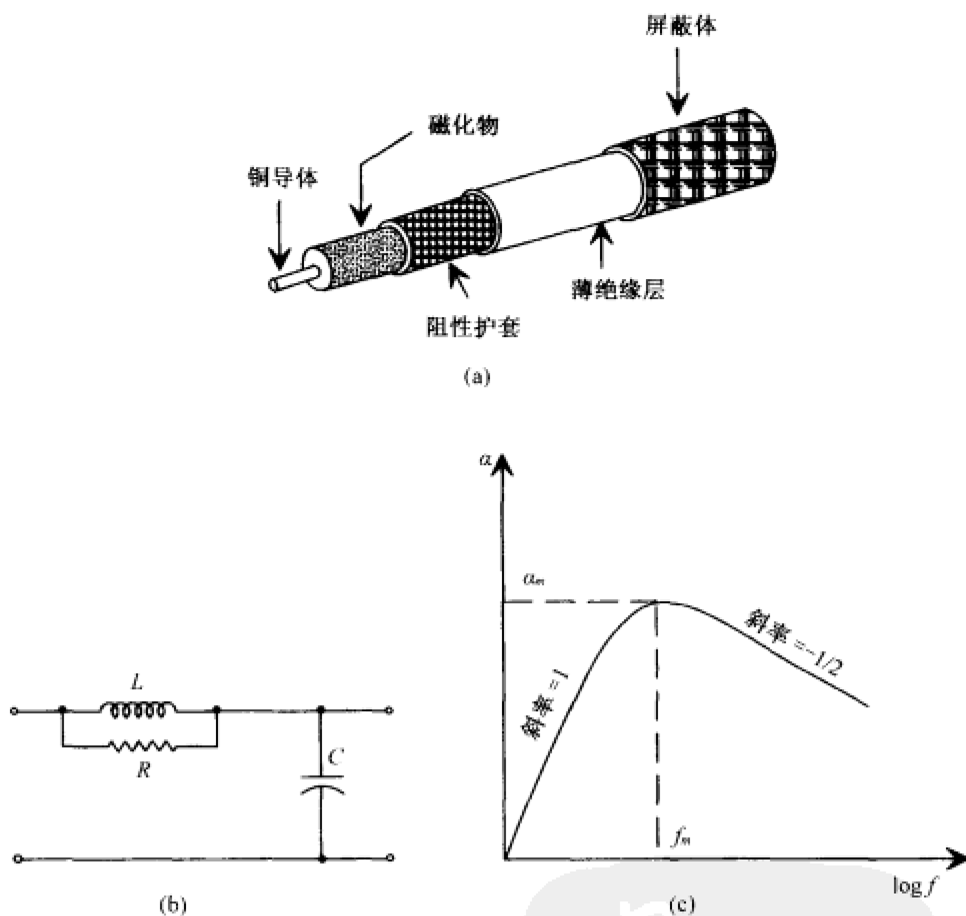


图 11-1 射频吸收电缆

(a) 低通电力电缆；(b) 共模抑制信号电缆；(c) 低转移阻抗同轴电缆

注：摘自 Commercial information from Kubelwerk Eupen AG，Belgium，1991。



279
280

图 11-2　射频吸收低通同轴电缆

（a）电缆结构；（b）等效电路；（c）衰减特性

$$f_m = 0.28\frac{R}{L} \tag{11-2}$$

最大衰减为

$$\alpha_m \approx 19.3 f_m \sqrt{LC} \tag{11-3}$$

然而，与通常结构的电缆相比，射频吸收低通电缆的有效传输带宽是有限制的。这种电缆的标准带宽是由直流到 10MHz 左右。对应于传输衰减为 3dB/m 的这种电缆的截止频率与不用阻性护套的普通电缆相比大概减为 1/10。因此在实用中需进行合理的应用设计选择。

11.2.2 带状电缆

带状电缆在多连接点应用中广泛采用，例如需要低成本多通道的控制电路或计算机母线连接。电缆中导线的定位及取向见图 11-3。选择导线的布线结构时应减少信号导体与地回路间可能出现的泄漏电流环路。这可以减少在所有信号线用同一地回路时的共模阻抗耦合并减少导体间的串音。理想情况下每一导体都应有单独的地回路。然而在电磁干扰问题不严重时选用一个导体作公共地而其余导体作为信号线，则可减少导体的总数。

当环路面积（即由地平面及信号导体组成的泄漏电流环路面积）很小时，带状电缆可以采用横跨电缆宽度的一个单地平面。然而，为保留在地平面信号导体侧的回归电流，电缆终接时应与地平面有满宽度的接触。为了避免辐射电磁干扰问题，带状电缆应以 360°连接至设备的屏蔽罩进行屏蔽。正常情况下，位置紧靠带状电缆中心的导线用来传送关键性信号以达到更好的屏蔽效能[2]。

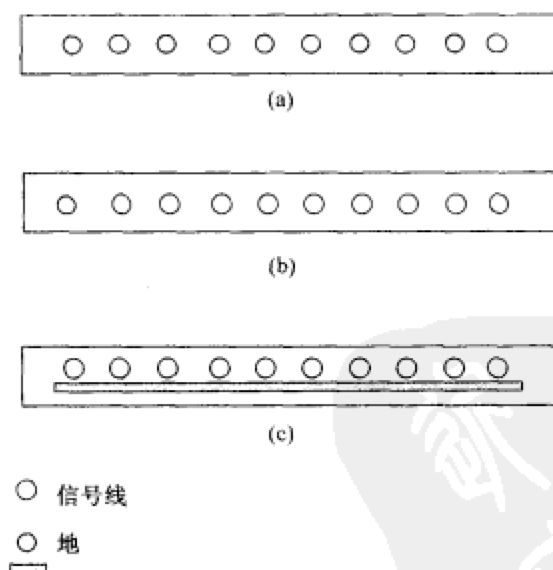


图 11-3 带状电缆的截面

（a）有单独地回路的多根信号线；（b）有公共地回路的多根信号线；（c）有平坦接地面的多根信号线

281

11.3 电磁兼容连接器

在电缆组件的两端采用屏蔽同轴连接器可保持屏蔽电缆与屏蔽罩之间的屏蔽完整性。这种布置可以产生 360°极低阻抗连接。这样可保持纵向屏蔽体电流沿屏

蔽体圆周有均匀的分布，并可减少电磁能量泄漏。这种布置还可消除传送大功率时在连接点的火花。这里我们描述有关电气连接及连接器为改进电磁兼容性的若干考虑。

11.3.1　尾巴效应

如图11-4所示，尾巴连接经常用于连接同轴线外导体至屏蔽盒。尾巴连接使屏蔽体电流集中在屏蔽体的一侧，因此易使屏蔽效能下降。

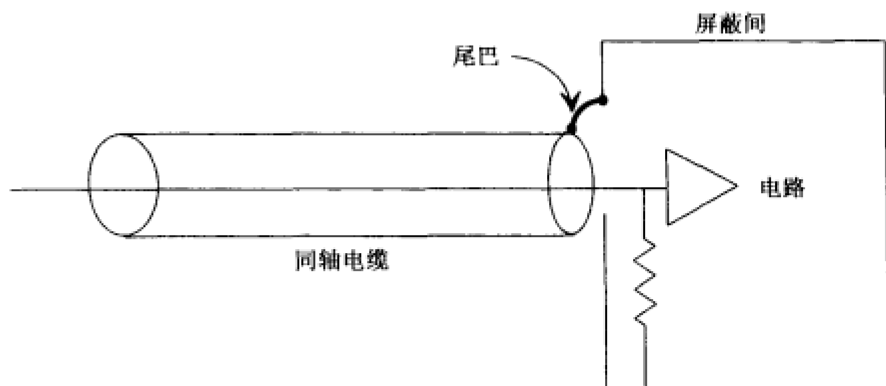


图11-4　同轴线的尾巴连接

一根电气上短的尾巴在低频时本身不会有显著的辐射，但它能在同轴线外表面激励外电流，这就会形成射频泄漏及串话[6-8]。在高频时，尾巴能成为射频泄漏源。如果屏蔽体用尾巴代替屏蔽体的360°延伸来进行终接，则屏蔽体以及它所连接的底板地之间的电容将与尾巴电感构成谐振。在谐振时大部分干扰电压会横越屏蔽体而出现，这就使屏蔽效能很差。

11.3.2　连接器屏蔽

由电缆屏蔽体至设备屏蔽体搭接一个重金属帽可得到最有效的屏蔽完整性。很多计算机的连接（装配）都采用具有25配置D-超小型连接器的RS232型装配屏蔽技术，图11-5所示为其一例。焊至连接器及电缆屏蔽体的铜箔屏蔽围罩（尺寸为1~3密耳）提供了一种减少辐射泄漏的简单而有效的技术。

282

小型电气连接器是一种可满足MIL-C-38999规格要求、带皱纹的有效啮合装置。图11-6所示的Breach-Lok机构将联轴器负载分配至坚固的金属锁定底座上，而内部驱动螺丝则保证了触点接合及接口密封所需的机械优势。

滤波器、二极管或其他瞬态干扰抑制器件也常需在连接器内组装（单件或组合件），以改进瞬态防护效果。

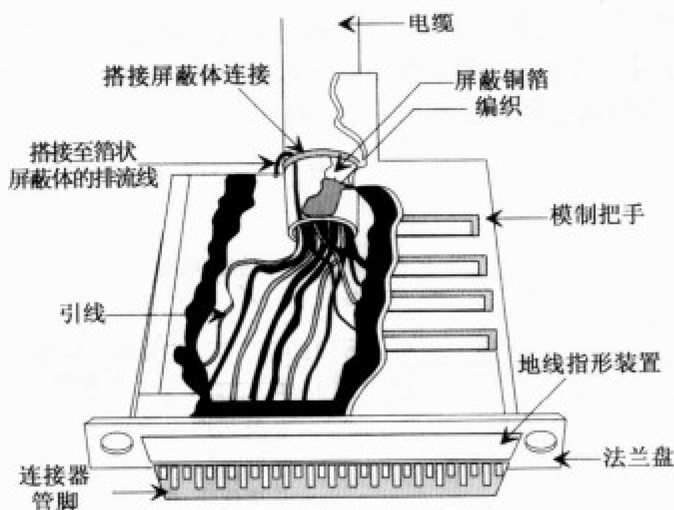


图 11-5 D-超小型连接器

注：摘自 Commercial information from Cablelink，Mountain Kings，NC，1985。

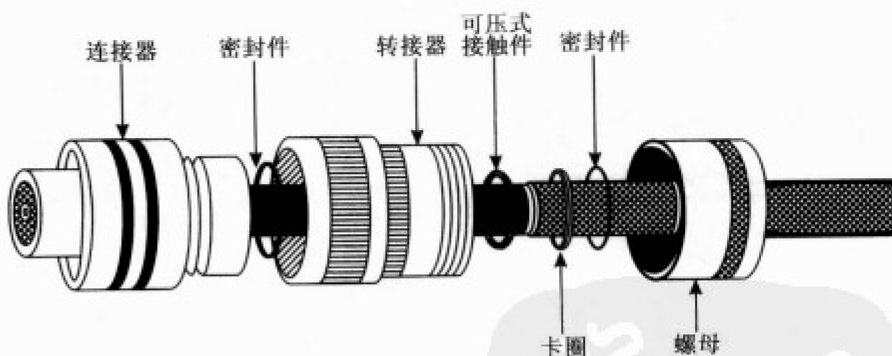


图 11-6 Breech-Lok 机构

注：摘自 Commercial information from Breeze Illinois Inc，Wyoming IL，1982。

11.3.3 连接器测试

当连接器连至电缆时，连接器屏蔽测试的概念与电缆屏蔽体的情况相同。屏蔽可通过转移阻抗来表示。MIL-STD-1377 推荐的一种典型的连接器屏蔽评估方法[9]见图 11-7a。这里被测连接器两端的每一端都与一段短屏蔽电缆相连。一条电缆终端短路以达到屏蔽完整性，另一条电缆则通过电缆转接器连至信号源。测量中心导体射频电流的电流表也放在带有屏蔽观测窗的屏蔽盒里面，如图 11-7b 所示。射频电压则用配有平衡探头引线的电压表探头进行测试，每根引线长度约为 3 英寸。图 11-7c 为电缆转接器的结构[9]，这里在小金属盒的对面放置适当的连接器，而中心导体则连在里面。为了提供中心导体电流的通道并使连接器定位，采用了图 11-7d 所示的特种管脚（pin）引伸插

283

入件。导体管脚的长度应使之与原有连接器管脚的端点保持至少 1/10 英寸的距离。屏蔽效能可通过转移阻抗 Z_t 进行计算，而 Z_t 则可通过测量中心导体的电流 I_0 及相隔距离为 l 的两个连接器罩壳间的最大电压 Z_m 用下式求出

$$Z_t = \frac{V_m}{I_0 l} \tag{11-4}$$

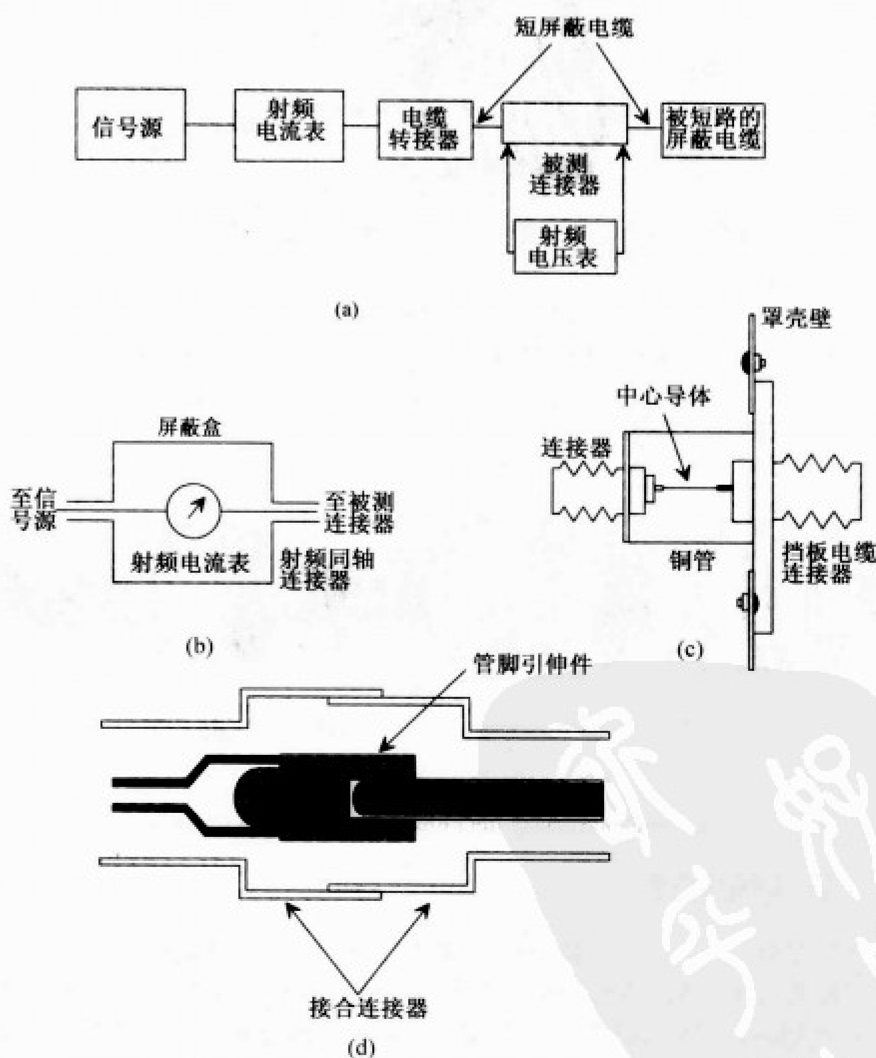


图 11-7 连接器屏蔽体的评估

若干典型连接器的转移阻抗见图 11-8。图 11-9 所示则为 IEC 根据电缆与连接器的标准化考虑对连接器屏蔽性能所进行的分级安排[10]。

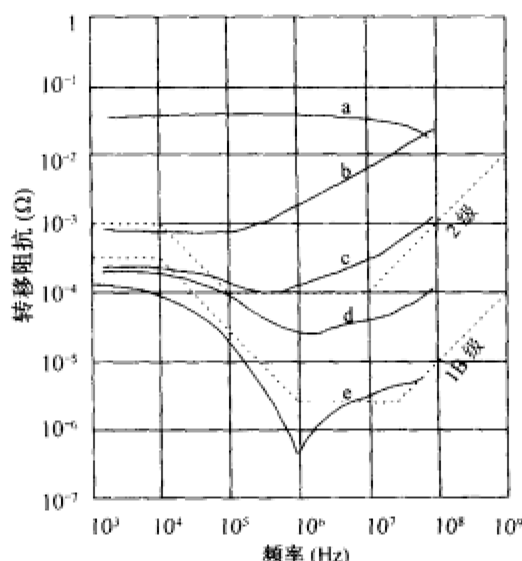


图 11-8 同轴连接器的转移阻抗

(a) 及 (b) 闭锁连接器；(c) 边部延伸的 BNC 连接器；
(d) 边部无延伸的 BNC 连接器；(e) N 型连接器
注：摘自参考文献 [10]。

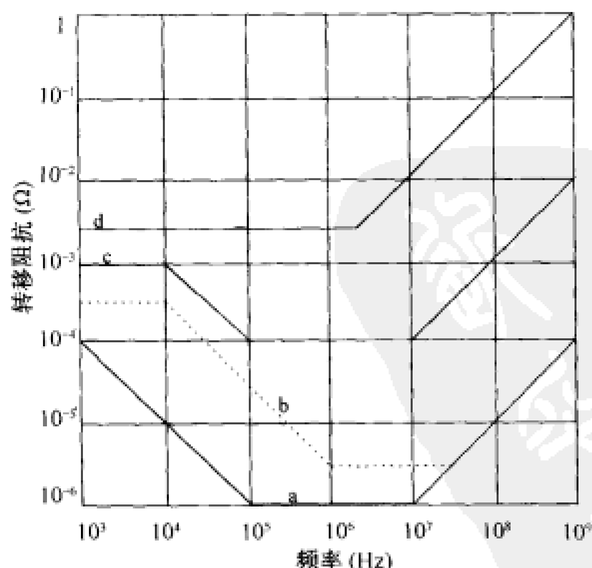


图 11-9 不同屏蔽级连接器的转移阻抗

(a) 1A 级：超屏蔽电缆；(b) 1B 级：半刚性超屏蔽电缆；
(c) 2 级：双编织层电缆；(d) 3 级：单编织层电缆
注：摘自参考文献 [10]。

11.3.4 互调干扰（生锈螺栓效应）

在搭接与接地处或在同轴连接器及波导连接处，根据其腐蚀状况及动作效应，金属－金属连接处会形成非线性连接。在传输信号时这种连接可生成互调干扰产物。曾经观测到一个松动的波导接点在6GHz时传送30dBm信号所产生的三次产物功率电平达到－25dBm[11]。由法兰盘连接、线路内的不纯净及同轴的触点均可产生高达7次的互调产物[11]。

在相似金属或不相似金属间的触点处的非线性效应可生成互调产物[12]。典型的情况是用3GHz～4GHz频率范围的两个信号源可观测到3次产物与5次产物间约有40dB的电平差。非常重要的一点是应注意到同轴连接器互调产物的电平可通过选用接点处的合适材料来加以控制，科沃尔（Kovar）玻璃密封比不锈钢有更高的互调产物电平，当然也就超越了多数镀镍连接点互调产物电平[13]。因此，应避免科沃尔以减少由连接点的非线性引起的互调产物。镀金不锈钢连接可以减小互调产物电平，然而采用通常的镀银黄铜连接器却可使互调产物达到最低电平。

284～285

11.4 电磁兼容衬垫

电磁兼容衬垫是为减少金属——金属连接处电磁能量泄漏的屏蔽处理。导电衬垫适当加压可保证接合面间的电气连续性。选择衬垫的电气性质时应使其与屏蔽体性质近似相同以维持接口的高度导电性，并避免空气或高阻间隙。电磁兼容衬垫的性能取决于连接点的几何形状、接触电阻及加在该点的压力。它们可在数千赫至数十吉赫频率范围内控制电磁泄漏。商用电磁兼容衬垫的典型屏蔽效能为80～100dB之间。现将一些电磁兼容衬垫及其性质叙述如下。

11.4.1 导线编织网衬垫

这种衬垫可制成矩形、圆形、带翼片的圆形或双心截面状。为减少腐蚀，电流可与接触面相容的常用标准材料是镀锡磷青铜、涂锡铜包片、镀银黄铜、蒙内尔合金（耐蚀镍铜锰铁合金）、不锈钢及铝。它们用来减少罩壳连接点、门触点及电缆等处的电磁能量泄漏。为了有效屏蔽，衬垫连接点所需压力根据衬垫形状约在34kPa～400kPa之间变化。

286

在硅封闭单元海绵衬底或在氯丁橡胶上带两个导线编织网盖子的装置具有优越的压缩及挠度特性。在门触点中当屏蔽罩壳存在大范围的接缝不匀时可采用这种衬垫。

双层导线编织网带也可作成电缆部件用的屏蔽带形状，并建议在电磁干扰屏蔽、

接地及静电放电方面应用。导线网栅是由圆截面的镀铜、涂锡的实心钢心制成，如图 11-10 所示。

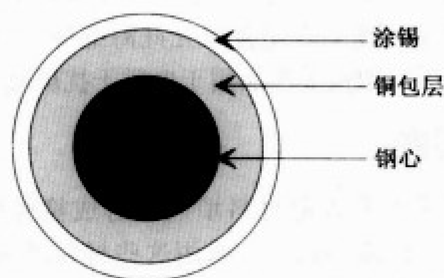


图 11-10　由双层导线编织网带构成的网栅

另一些衬垫材料是通过将定量的导线编织网压铸成带孔或安装切口的圆环来制成。这些衬垫用于有线电视、微波炉、波导法兰盘及连接器与滤波器的组装的电磁干扰屏蔽。

用合成橡胶密封的导线编织网带用作电磁泄漏的屏蔽及环境密封。卷在实心铝架中的电磁干扰屏蔽网构成供其牢固绑缚的另一种衬垫。

11.4.2　金属丝屏蔽衬垫

用氯丁橡胶或硅合成橡胶浸透的铝丝编织屏蔽体可用作电磁干扰屏蔽及环境密封。这一配置在高达 1GHz 的频率下能提供 75～100dB 的电场屏蔽效能。

另一种屏蔽体是由带大量可填硅合成橡胶小孔（每平方英寸在 200 孔以上）的蒙内尔合金或薄铝片制成。这一配置可提供 60～120dB 左右的电磁干扰屏蔽及环境密封。

11.4.3　定向金属丝网栅

这是一种复合衬垫材料，含有预埋并搭接至固态硅橡胶的细金属丝定向阵，一般成片状或带状，如图 11-11 所示。

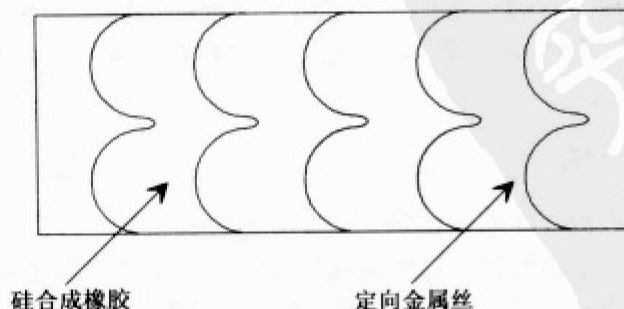


图 11-11　定向金属丝网栅衬垫

在通道门及面板需多次重复启闭的情况下，为达到电磁干扰屏蔽、接地并结合环境密闭的要求，就采用上述设计以供军事、工业及商业应用。

定向金属丝也可预埋并搭接至软闭合单元硅海绵橡胶。在需较低的闭合力及接合点严重不平的情况下，可采用这类产品用于电磁干扰屏蔽及环境密封。

287

11.4.4　导电合成橡胶

导电合成橡胶衬垫可用下列导电材料填入硅合成橡胶来制成：镀银惰性粒子、钝银、碳粒子、镀银的铜、镍或铝粒子，采用这些材料以达到高屏蔽效能及抗腐蚀要求。这种衬垫可做成片状及适合连接用的各种标准截面。

11.4.5　透明的导电窗

直接在各种光底片材料（如塑料、玻璃及聚酯膜片）的表面上真空沉积薄层导电透明涂料可以制成透明导电窗。它们可提供很高的电磁干扰屏蔽效能并具有良好的传光特性。这种衬垫安装于需要视觉显示的指示器件一类装备上，此处进出器件的辐射电磁干扰必须最小。导电透明涂料表面电阻率为 $14\Omega/in^2$，而在可见频谱中的光透射率为70%，导电窗的屏蔽效能对低频磁场及高频平面波为20～30dB，而对电场则为80～90dB。当光底片两面都涂上导电透明材料时，屏蔽效能可增加6～10dB，但光透射率则减小20%。为了改进屏蔽性能，在制造观测板时可在光材料中间再加上细导线层压编织网。

11.4.6　导电胶

导电胶用于粘接或安装各种导电硅合成橡胶电磁兼容衬垫。它是一种室温固化的硅树脂浓膏，里面有纯银作填充材料，可在室温下迅速固化。它可形成柔软并具弹性的导电粘接或密封。这种导电胶的体积电阻率标准值为0.01Ω·cm。

待粘接的两个表面都应使之粗糙不平且应以甲醇湿布擦拭洁净。待表面干燥后，导电胶可在现场由管中直接加至粘接处。然后导电胶会很快地扩延形成薄膜，而导电衬垫则放在导电胶的顶部位置；这种组件就留下来等待固化。很多导电胶商业上都可提供。

288

11.4.7　导电滑脂

这是一种不含碳或石墨而以银填充的高导电性硅滑脂。在广泛的环境范围中它都可保持其电导率及润滑性能。这种材料用于电力变电站开关及悬式绝缘子中以减少由电弧及腐蚀引起的电磁干扰。这种滑脂的体积电阻率标准值约为0.02Ω·cm左右。

11.4.8 导电涂料

导电涂料是稠密地填以导电粒子（如石墨、银或镍）的一种有机涂料。它们用作对电磁干扰敏感的塑料罩壳进行屏蔽与接地，也可在常规的喷涂系统中应用。这种涂料通常含有易燃的溶剂，必须在通风良好的场所使用以避免火灾、吸入以及直接的肌肤接触。最好，应清除使用面上的滑脂、油污、灰尘以及外来物质。

图 11-12 分别为可压缩的加银衬垫以及导线网栅衬垫的标准屏蔽效能，这是用美国试验与材料协会（ASTM）的改进支架所测得的数据[14]。这些结果随加在衬垫上的压力而变化。

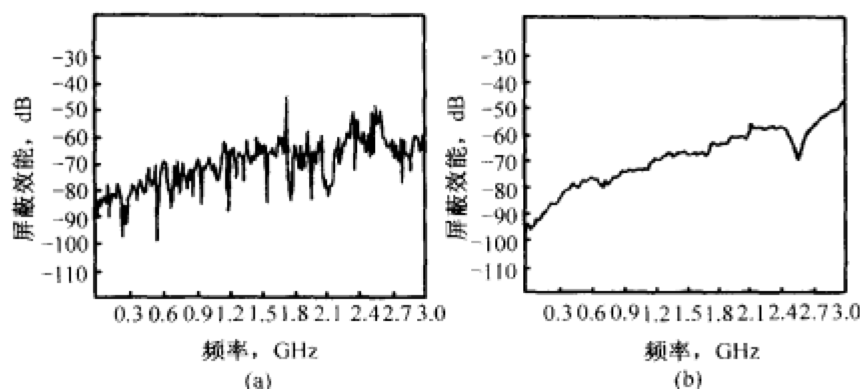


图 11-12

（a）压缩加银衬垫；（b）导线网栅衬垫的屏蔽效能

11.5 隔离变压器

在第 7 章中我们介绍了共模干扰及差模干扰的概念并描述了应用隔离变压器来抑制这些干扰。变压器用来分隔地电流环路。除变压器初级线圈及次级线圈间有一个所需的磁耦合（见图 11-13a）外，在变压器两端口（两电路）间通过初级线圈及次级线圈间的电容又产生了电磁干扰耦合。

如图 11-13b 所示，在两个线圈间加一个接地的法拉第屏蔽体可减小电容耦合。高导电性的接地屏蔽体不会影响所需的磁耦合，但却减少了容性耦合。为避免共阻抗（Z_g）耦合，屏蔽体必须在负载端接地。单屏蔽隔离变压器可很好地在 100kHz 以下低频范围抑制初级侧的共模干扰，分隔效果达 120 ~ 140dB。变压器初级及次级端口间 10MΩ ~ 100MΩ 的直流绝缘电阻限定这种分隔用于低频。随着频率升高至

289

100kHz 以上，共模抑制性能将下降，这是因为初级及次级间的容抗已减小的缘故。单屏蔽隔离变压器不能充分抑制差模耦合。在电力电路中，多屏蔽隔离变压器用来同时抑制共模及差模干扰。在图 11-14a 所示的双屏蔽隔离变压器中，对着初级侧的屏蔽体连至初级的中线以抑制差模干扰，而对着次级侧的屏蔽体则连至参考地以抑制共模干扰。在超隔离变压器中，使用图 11-14b 所示的三屏蔽体装置。初级端口及次级端口的差模耦合用两个屏蔽体在每一对应侧进行抑制，中心屏蔽体则用来抑制共模干扰。

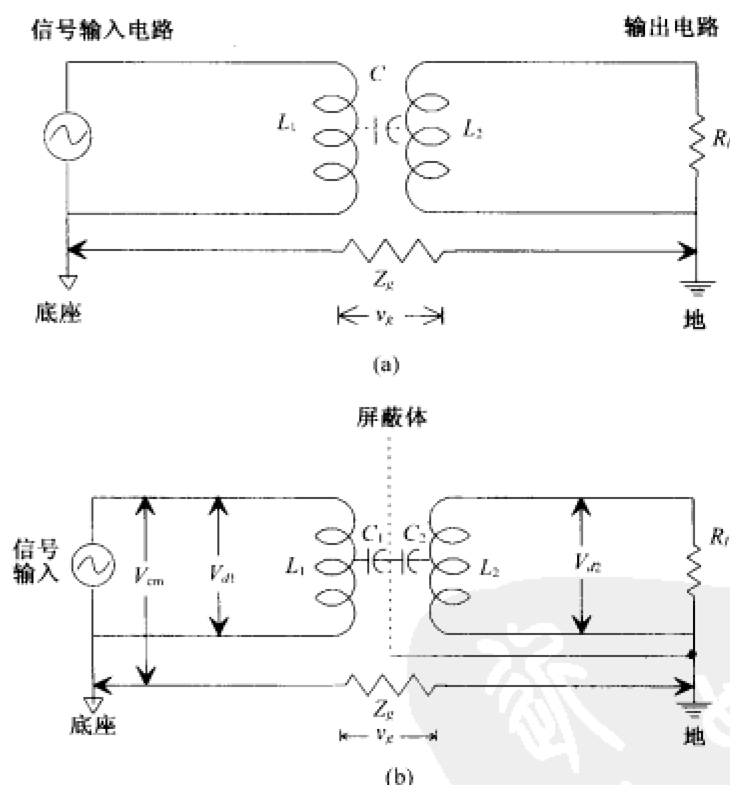


图　11-13
（a）变压器耦合设备；（b）隔离变压器

多层屏蔽技术把电容减至 0.009pF 以下并使直流分隔增至 100MΩ 以上。图11-15 所示为单层屏蔽隔离变压器的共模及差模干扰的分隔随频率变化的典型情况。为使电容耦合最低，人们可用环形变压器。为减少由变压器外边或进入其外边的磁耦合，可采用应力退火的镍铁高导磁率合金屏蔽壳。

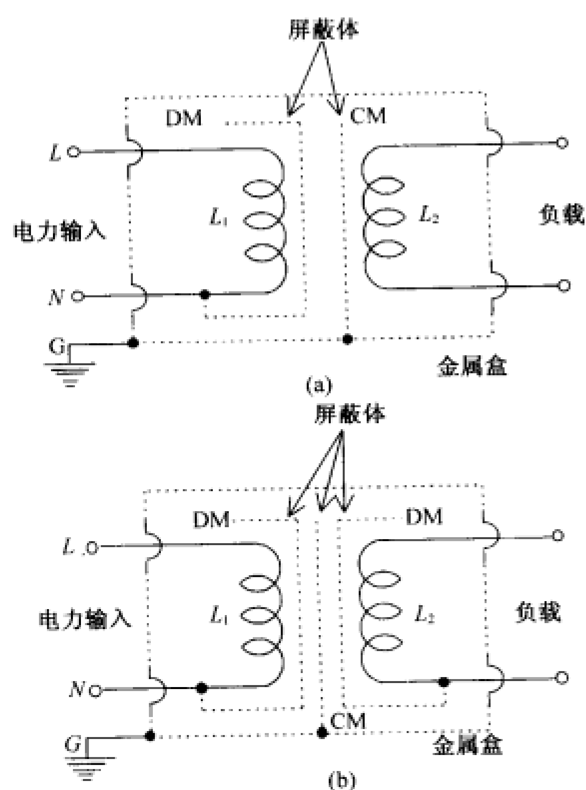


图 11-14 隔离变压器

（a）双屏蔽体；（b）三屏蔽体

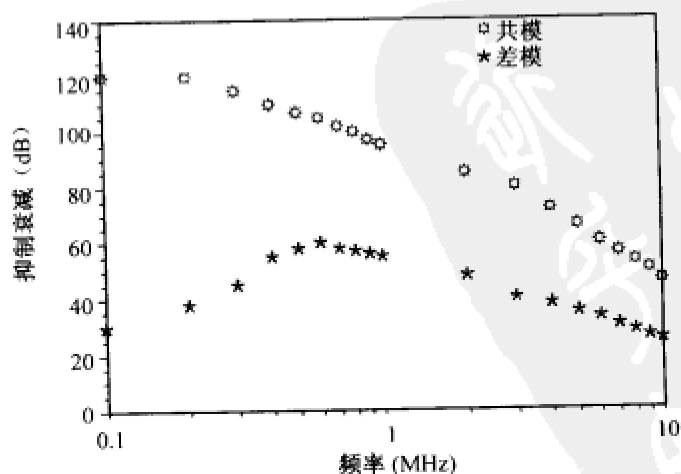


图 11-15 标准单屏蔽隔离变压器中共模及差模干扰的分隔

11.6 光隔离器

当光隔离器用来耦合数字及模拟信号时，在信号传输线中的电磁干扰问题可大大减少。调制的光信号沿光纤作导波传播时不产生辐射，而干扰信号也不能进入光纤传输线。采用光隔离器去除地环路使可能受害的电路能防止共模电压耦合、共地阻抗耦合及过压共模瞬态影响。

图 11-16 所示为标准的光隔离器，它包含一个发光二极管（LED）以及由硅二极管及晶体管制成的光敏检波器。因为 LED 与晶体管间寄生电容数值很小（$C_c \approx$ 1pF），输入端口与输出端口间可取得良好的分隔，地电流环路也已断开。在工业、航空及医院环境下应用时，计算机与控制器件间的连接，采用光隔离器最为理想。

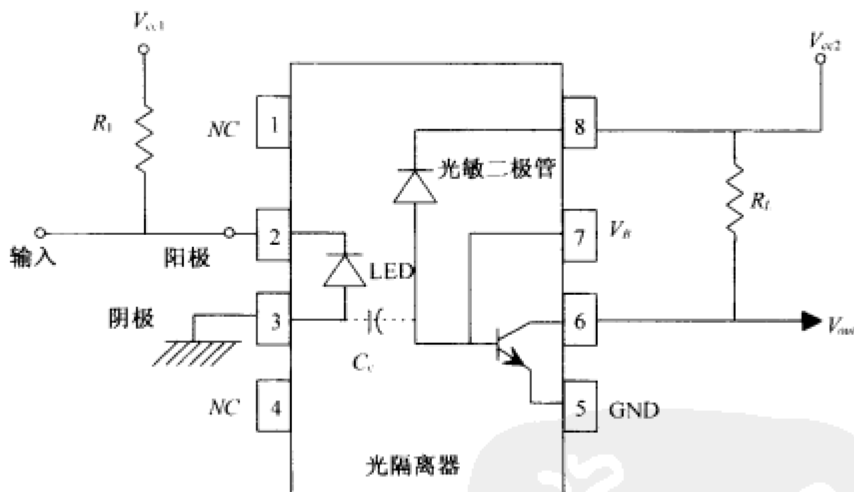


图 11-16 光隔离器

11.7 瞬态及浪涌抑制器件

第 8 章描述了多种瞬态以及其他在实际电气、电子电路及系统中遇到的类似电磁干扰。第 8 章还介绍了分析这种干扰特性的步骤以及测量电路及设备对这种干扰的抗扰度的步骤。按 IEEE587 标准的建议，虽然瞬态电磁干扰电压及电流浪涌可能取多种波形，但为符合实用目的，它们都可用两种方法表示，一种是用高、低阻抗电路的两个单向波表示，另一种是用阻尼振荡波形表示。前者波形较后者波形带有更大的能量。因为这些瞬态波的上升时间为微秒级甚至纳秒级，所以有效的浪涌保护需采用能经受得起这种能量并有高速响应的器件。有两类瞬态抑制器件：即气体

放电管（急剧短路（crowbar））及半导体器件（可变电阻器）。 [292]

由于瞬态干扰信号波的性质及波形通过传输线传播时会改变，所以浪涌放电器（arrestor）的最有效位置是在被保护设备的终端，或者有时在与设备有一定距离的地方。也有必要把它们装在印制电路板中，以抑制由设备或系统外面产生的瞬态以及静电放电产生的瞬态所导致的低电平残余瞬态。

11.7.1 气体管浪涌抑制器

如图 11-17 所示，当将气体放电管连在线路与大地之间时，该气体放电管可处理很大的瞬态电流（>10kA）。当线路上的瞬态电磁干扰电压超过了气体放电管的放电电压时，就有弧光放电，而电离气体就构成由线路至地的低阻抗通道以分流浪涌电流。

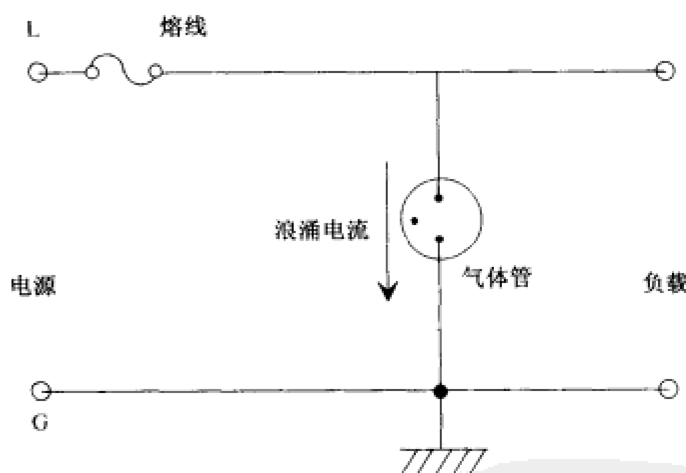


图 11-17 气体管浪涌抑制器

气体放电管有两个主要缺点。首先它的响应时间很慢，不能用于上升时间快速的浪涌，另一方面即使浪涌已经消去，它仍保持导通状态。结果就会有大电流由正常源流出。在线路中采用熔线或快速动作电路断路器可以制止这一现象。通常气体管都规定一个高于电路工作电压的击穿电压。气体管有一定的寿命，它取决于该管子处理的浪涌的最大数量。因为气体管浪涌抑制器有巨大的电流处理能力，它们可用于交流电力配电线及通信线路中作为雷电以及其他大能量浪涌或瞬态的放电器。由于这些器件击穿电压很高而且在直流状态下有不复原特性，它们不适用于电路板运作。

11.7.1.1 气体管浪涌放电器的应用。有关使用气体管（GT）浪涌放电器以限制电气设备输入端的瞬态电压的两个重要方面是：在电路中选择特性适宜的放电器及合适的物理布置。ANSI/IEEE 两国际组织在 C62.42[15] 标准中描述了气体管几种常用的电路结构（见图 11-18 的模型）。这些结构有一个或一个以上的信号端子，通常 [293]

还包含一个接地端子。单端口结构典型地常用于通信装置。双端口结构可代表通信线路转发器。每个结构的（a）装置可限制共模浪涌电压。（b）装置用多气隙浪涌放电器以限制共模电压并同时使差模电压降至最小。多气隙放电器与单气隙装置比较还可使尺寸减小。（c）装置可限制差模浪涌电压但不能对共模浪涌电压提供防护。连在 294 某一端子及地间的一个附加放电器[15]可加到（c）装置上，以便对共模干扰提供防护。

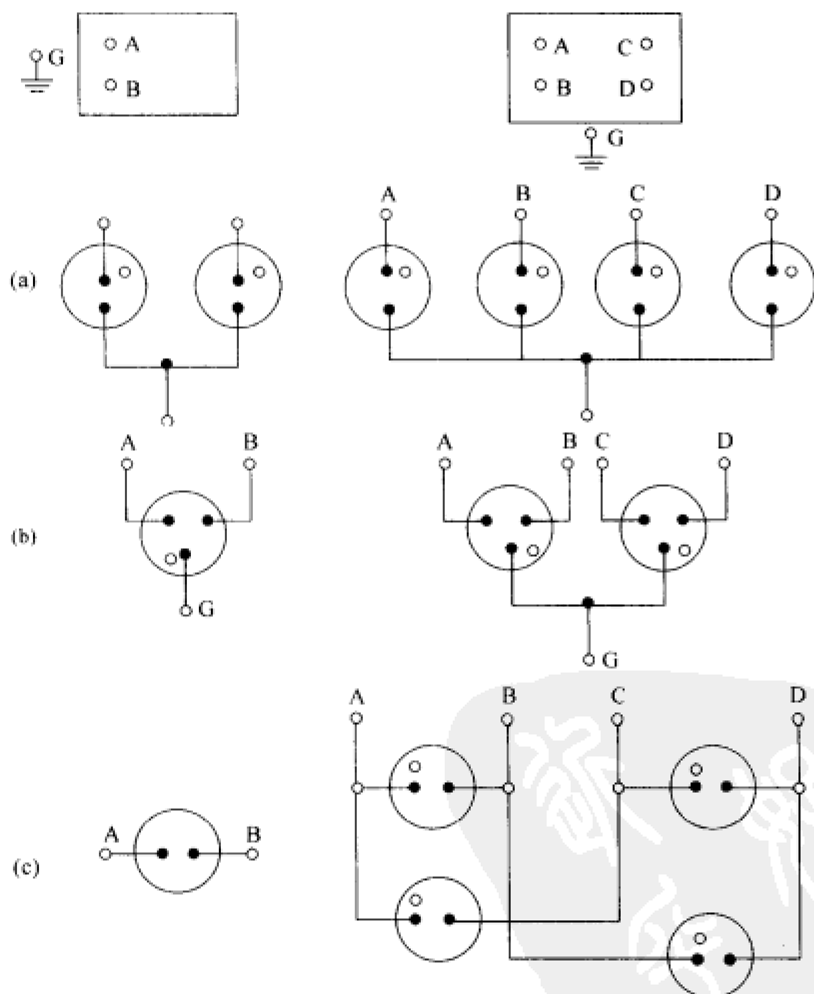


图 11-18 气体管浪涌放电器的典型装置

注：摘自参考文献［15］。

11.7.1.2 动作兼容性。气体管浪涌放电器的存在不应干扰信息、控制或测试信号的传输。在系统工作电压的电平下测得的气体管浪涌放电器的泄漏电阻应足够大，以免产生显著的介入损耗。气体管浪涌放电器的低电容与传输线相比通常只产生不

明显的介入损耗。然而，如果考虑电容的影响（像在高频应用中那样），在传输信号频率下其相应的最大容许值必须加以规定。气体管浪涌放电器的安装组件可以增加相当大的电容而不容忽略。

为避免不希望有的信号削减，规定最低直流击穿电压必须高于最大信号电平（包含任何叠加的直流偏压或端子上任何容许的交流感应干扰电压）。气体管浪涌放电器并不需要结合限流元件去限制浪涌过后的后续电流。在浪涌消退后，如果源的负载线与异常状态的伏安特性相交，则传导仍然被阻断。限制电流的能力可用阻抗（负载线）等于被保护端子上的源阻抗的源，进行保持状态测试来确定。因为无源部件（传输线、被连的装置）可影响消弧过程，在保持状态的测试电路中仍应包含这些部件。

11.7.1.3 电压限制。气体管浪涌放电器用来限制不希望有的交流或直流电压瞬态使其电平低于待保护设备所能耐受的临界值（留出被保护设备及器件老化的适当余量）。有两个信号端子及一个接地端子的电路结构的防护（见图 11-19）需要限制所有 A-G、B-G 及 A-B 端子间的电压。在很多应用中，相对于地，浪涌都呈同样极性，而 A-B 端子间的最大电压不会超过 A-G 或 B-G 间的放电器浪涌限制电压。因此，位于 A-G 及 B-G 间的两个浪涌放电器通常可充分地保护全部三个端子。如果应用中遇到没有共模分量的差模瞬态时，则双放电器装置就不能将高于电平为两个限制电压之和的差模电压旁路。在 A-B 端子间需安装第三个放电器来限制低值的差模瞬态。 295

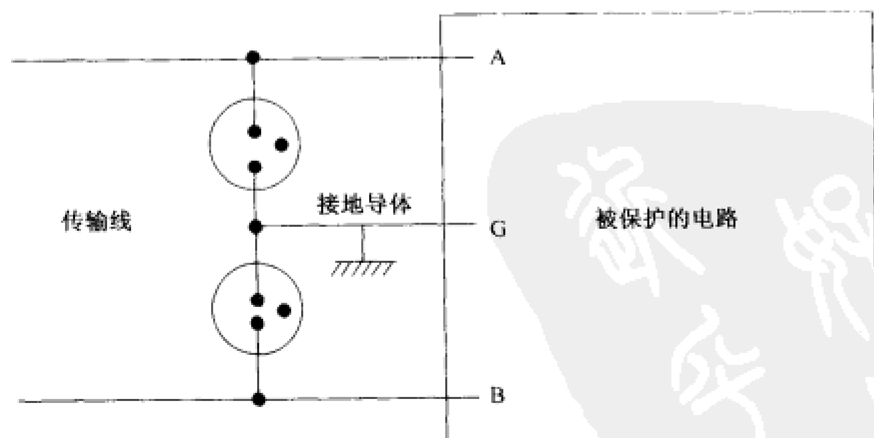


图 11-19 有两个信号引线及一个接地端子的气体管浪涌抑制电路
注：摘自参考文献［15］。

11.7.1.4 放电器的位置。气体管浪涌放电器的物理位置应该使接地导体的阻抗效应降至最小。应该留心避免对保护电路所在的建筑物出现不经心的危害。如果保护器放在通信线或信号线进入建筑物入口的后边，或者由电源线电流的持续流通所

引起的连至保护器的内部布线过热，这种情况就会发生（见图11-20a）。通常在线路中于放电器及故障电流源之间接入可熔元件或熔线，来解决这个问题。适当标称值的熔线或可熔元件可用来防止建筑物入口与保护器之间布线的过热。

296

如图11-20b所示，如果有附加保护器器件（二级）连至被保护电路，即使保护器（一级）放在建筑物的入口，内部布线仍然会出现过热现象。二级器件通常的目的是要消除接地导体中的电压及直接感应进入内部布线的浪涌，或用来将浪涌电平减少至低于一级保护器的容许电平。如果二级器件的限制电压低于一级的限制电压，则二级放电器在有电压浪涌时可能击穿。结果过大的浪涌电流可在两器件间的内部布线上流动。为避免这种情况，可在两器件之间的内部布线上串接一个电流断路器，或在布线中接入足够的阻抗，以便电流过大时能确保一级保护器工作。

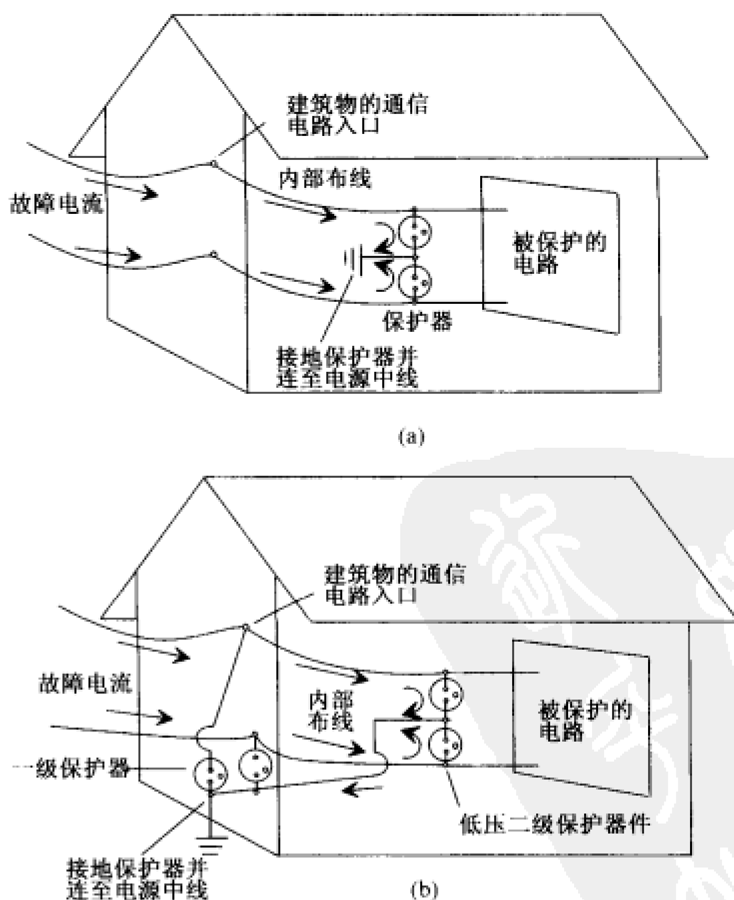


图11-20　建筑物中可能的内部布线过热

(a) 保护器装在远离建筑物入口的地方；(b) 采用了二级放电器

注：摘自参考文献［15］。

11.7.2 半导体瞬态抑制器

当出现瞬态电压时，半导体瞬态抑制器件用一个可变电阻使器件上保持一个期望的恒定电压电平。

11.7.2.1 金属氧化物压敏电阻（MOVs）。里面采用了金属氧化物半导体的金属氧化物压敏电阻存在随电压而改变的电阻。在正常工作电压电平下，这种器件连至线路与公用点之间时（图 11-21）呈现很高的电阻，当交流线或直流线中出现高压尖峰脉冲时，终端电压超越了切换电压，而电阻会迅速减小，因而将瞬态电压钳位至容许电平。外面的保护熔线用来防止过高能量的瞬态引起 MOV 损坏。

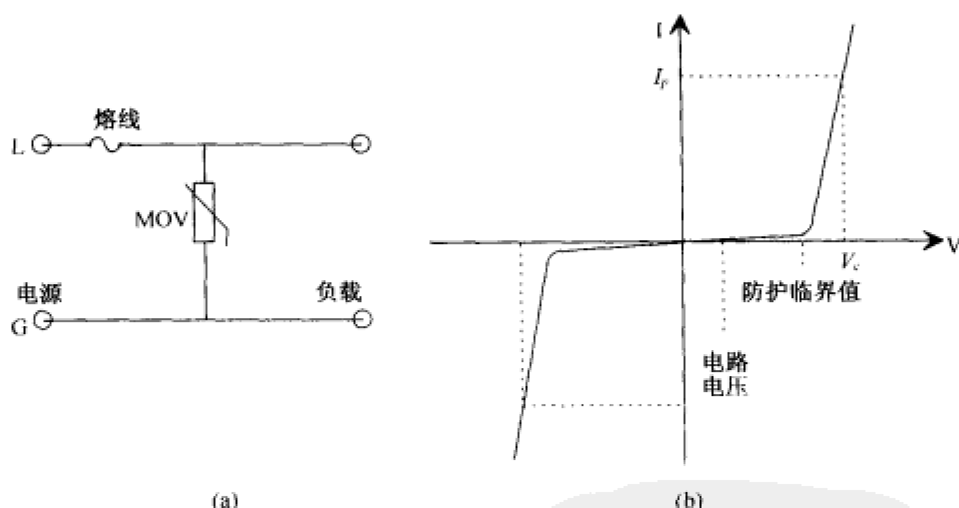


图 11-21 金属氧化物压敏电阻型浪涌抑制器

在现有的任何应用中，MOV 的选择都应根据以下几方面。

(1) 需要的稳态电压标称值。

(2) 由器件所吸收的瞬态能量的估算值。

(3) 期望的峰值瞬态电流。

(4) 可能的功率耗散。

(5) 适合所需电压钳位特性模型的选择。

因此，金属氧化物压敏电阻要规定最大的工作电压 V_m、维持泄漏电流 I_d、标称击穿电压 V_n、峰值（最大）电流 I_p 及在峰值电流时的钳位电压 V_c。

由压敏电阻吸收的能量近似表达式为

$$E = \int_0^{\tau} V_c(t) I_p(t)\,dt = K V_c I_p \tau \qquad (11\text{-}5)$$

297

式中 τ 为脉冲的持续时间，而 K 则为能量的波形因数常量（决定于波形）。不同瞬态波形的 K 值见表 11-2。

表 11-2 不同瞬态的能量波形因数常量

波形	正弦脉冲	三角脉冲	衰减正弦波	指数脉冲	矩形脉冲
K	0.64	0.50	0.86	1.40	1.0

MOV 需要能幸免于最坏情况下的瞬态电流并成功地将最大开路电压钳位至安全电平以防护设备。例如，设某具有 1000V 钳位电压的 MOV 连至 240V 的长支路，则 100kHz、0.5μs 的浪涌波形有 1.6J 能量存放至 MOV，通过低阻抗负载的放电电流为 200A。对 240V 短支路中的 8/20μs 浪涌波形而言，为产生 3kA 的瞬态放电电流，MOV 会吸取 80J 的能量。低成本以及较高的瞬态能量吸收能力使 MOV 在瞬态抑制器应用方面有吸引力。然而它们的主要缺点包括平均功率耗散较低、重复浪涌的逐步降级以及较大的动态电阻。对高电压的钳位而言，在电路板电平应用中不建议采用 MOV。然而，由于 MOV 的峰值电流很大，它们通常用于设备的电源输入架。

11.7.2.2 硅齐纳二极管。通过电压钳位作用，在直流电路中采用硅齐纳二极管（SZD）是一种简便但能有效地达到电磁兼容的方法。硅齐纳二极管在反偏压状态下工作。SZD 的精确压敏击穿特性（见图 11-22），即使遇到上升时间极高的瞬态也使之能作为准确限制瞬态的元件。

图 11-22 硅齐纳二极管浪涌抑制电路

对短时延的瞬态而言，通过齐纳二极管作用可在电路未断的情况下抑制电压尖峰。然而对长时延的浪涌来说，一个过载防护元件（如标准熔线）就被用于线路中以保护齐纳二极管不致因过热而受到任何损坏。齐纳二极管的功率标称值应根据预期浪涌的大小及时延来选择。标称齐纳电压为 1.8 ~ 200V、最大功率消耗为 250mW ~ 50W 的二极管有效可用。

抑制电路中的电阻 R_s 应加以选择，以使其在某固定负载电流下保证齐纳电流 I_z 有足够的范围，能够对输入的源电压 V_s 的变化能按下式关系进行所需的补偿：

$$V_z = V_s - I_s R_s \tag{11-6}$$

11.7.2.3 双极雪崩二极管（BAD）。如图 11-23a 所示，在双极雪崩二极管中两个极点（junction）背靠背连接，因此该器件可以吸收任一极性电压的瞬态能量。这种器件最常用于抑制数据传输用的交流信号线中的瞬态电压。传导区内很低的动态电阻及很高速率的钳位作用是这种瞬态抑制雪崩二极管的两个主要优点。标准 220V 双极雪崩二极管的特性见图 11-23b。相对高的成本以及有限的电流处理能力是这种瞬态抑制二极管的两个主要缺点。 299

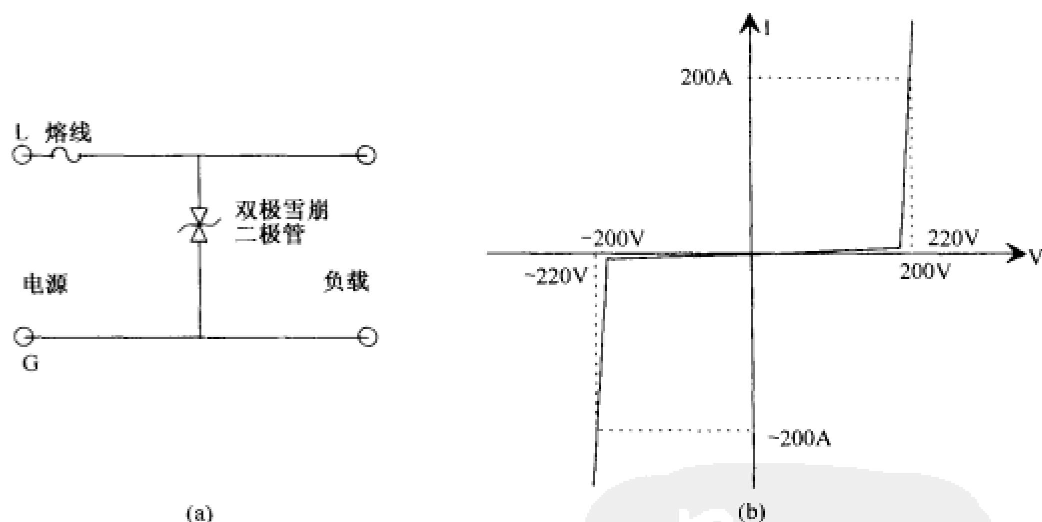


图 11-23 双极雪崩二极管浪涌抑制器
（a）抑制电路；（b）BAD 的 I-V 特性

控制硅雪崩二极管选择的最重要参数为：最小击穿电压 V_b、反向泄漏电流 I_r、最大峰值脉冲电流 I_p、最大钳位电压 V_c、峰值脉冲功率（V_c与 I_p的乘积）、在给定的脉冲时延条件下二极管吸收的最大功率。当硅雪崩二极管工作于规定的限值状态中它有很长的寿命。由于这些器件响应时间快速（约 1ps）及电压范围宽（5～440V），它们通常用于电路板中。它们有很宽广的应用范围，如在数据线及信号线、微处理器及通信设备中应用。在初级及次级交流电路中，这种二极管可用来与气体管或 MOV 连接，如下节所述。

11.7.3 瞬态防护混合电路

由于可能存在像高能量长时延的浪涌或低能量上升时间快速的尖峰脉冲等多种

浪涌波形，所以在许多实际应用中可使用含一个以上浪涌放电器的组合件。气体放电器件可用作一级保护以抑制高能量、高电压、长时延的浪涌；MOV 则用于抑制中等浪涌；而雪崩二极管则用作上升时间快速的尖峰脉冲。标准防护电路见图 11-24。采用两种或两种以上瞬态抑制器件的这种混合件可组装在同一包装箱中。可使气体管或 MOV 形成足够点火电压并吸取最大瞬态能量的两个器件间用电阻 R_s 及电感 L_s 进行电气隔离。雪崩二极管则将仍未被气体管及 MOV 吸收的上升时间快速的电压尖峰脉冲钳位。

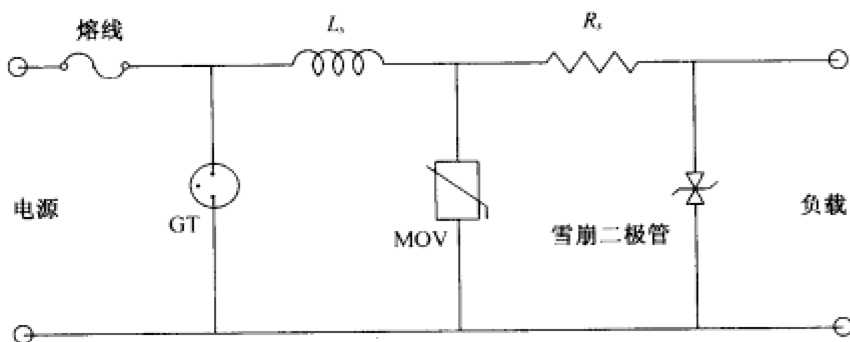


图 11-24　混合式瞬态防护器

11.8　电磁兼容附件：综述

在第 9 章及第 10 章中列出四种重要技术及工艺即接地、屏蔽、搭接与滤波，这些在实现电磁兼容方面都很有用。本章我们描述了几种类型的电缆、连接器及多种组件，这些在电磁兼容的实际实现中也都是重要的附件。下面我们对这些内容进行总结并作出某些一般性的说明。

300

11.8.1　电缆

在通常用于含有电磁干扰的特种电缆中，有一个电磁屏蔽体作为环境与需要保护的导体间的阻隔层。这些电缆不存在通带与阻带。此类电缆用于多种电路及其他用途中。一般情况下这类电缆的特殊屏蔽可有多种形状，如管状屏蔽体、编织屏蔽体、软管、金属带或导线网栅。

电缆的屏蔽效能通常用转移阻抗来表示（即测量）其特性，转移阻抗是屏蔽体某端测得的纵向开路电压与另一端轴向电流之比。在为此目的所用的各种测试方法中，待测电缆以同轴方式定位于测试管（支架）内并由测试电流源馈电[16]。该装置类似于通过屏蔽体进行耦合的两条传输线。这一装置可用于展伸至 GHz 的宽频范围

测试。一般说来，频率范围愈宽，试验装配及测量解释也愈复杂。

在选择的低频范围内容许无衰减传输，而在更高频率衰减迅速的低通电缆有值得重视的实用价值[17]。典型的例子是用于通信设备、航空电子学及办公自动化产品（含高速数字信号）的同轴电缆。在这些用途中电缆的通带高至10MHz，而阻带频率则在100MHz～10GHz的频率范围。这类低通吸收电缆运用了导体周围的化合物吸收层的磁损耗及介质损耗原理。这种吸收层结合涂敷薄层绝缘介质材料就可类比为分布式低通滤波器。此滤波器的特性在宽频带范围内均与终接阻抗的失配无关。为这一用途所用的多种化合物与涂料，给予选择通带及阻带特性的某些灵活性。而且，无用频率的电磁能量在材料层中将被吸收并消耗为热。结果，就使传导电磁干扰的辐射耦合（传输）虽不能完全消除，但也可减至最小。该电缆的中心导体从其电磁环境中被有效屏蔽。来自这种电缆的任何电磁干扰不能进入外部环境，反之外部环境的电磁干扰也不能进入电缆。在多导体电缆组件中，每一单个导体都可涂敷吸收层以便对共模及差模干扰同时进行防护。

虽然特种低通电缆已用了很多年，由更严格的规定以及场强需要而引起的新要求将继续提供发展高级电缆的推动力。其中一个发展就是在航空电缆布线中所用的高频有耗线[18]。该特种电缆能在4MHz～18GHz频率范围内提供对外界场大于40dB的屏蔽能力并可符合MIL-STD-85485的性能要求。

11.8.2 连接器

特殊设计制造的连接器、终端设备及内罩（Back-shell）在减少电磁干扰方面也很有用[19]。内罩将电缆屏蔽体连至连接器的圆筒以抑制由连接点引起的辐射。这种内罩也能防止连接点附近的电磁环境进入组件内部。为保证电缆间、电缆及连接器间、电缆/连接器至终端设备间及内罩间的正确搭接及机械连接，要仔细留心到细节，这在防止电缆组件中的电磁兼容下降将起到重要作用。事实上文献已指出在操作系统中，通常电缆组件的下降是由连接器－内罩－编织结构的不正确组装或内罩松动引起的。

301

11.8.3 铁氧体部件

铁氧体用于滤波器及低通电缆中以抑制电磁干扰的情况已在10.2.2.6节及11.2.1节中加以描述。铁氧体由氧化铁及二价阳离子制成。二价金属通常为镍、锰、锌或钴。某些铁氧体中用了一个以上的上述金属。铁氧体的阻抗可表示为：

$$Z = R + jX \tag{11-7}$$

它是电阻与电感的串联组合。各种频率以及最高频率（高至能得到可用的电阻及电感性能特性）下的电阻及感抗值决定于铁氧体中所用的材料（即某种金属或某几种

金属)[20]。

抗电磁干扰铁氧体有各种尺码及外形，如磁珠、磁芯、磁片、连接器磁板及多层磁片。运用表面装配工艺，这些形状与尺码可容许它们用于电路板中。抑制电磁干扰的铁氧体磁片/磁珠特殊组合的标准用途可归纳如下[21]。

- 低频、小电流标准信号。这里在宽带范围需要有效阻抗，典型的用途是用于信号线、输入/输出端口、集成电路电源线及音频设备中。
- 电源线。这里有类似上面的要求，但需有通过大电流的能力，典型的用途是用于电源线，特别是直流电源线中以抑制电磁干扰。
- 高速信号。在高频（数十至数百 MHz）时应有大阻抗而在低频时则要有很低的阻抗，典型的用途是用于高速数字电路中。
- 超高频用途。这里需有滤波器以便在伸展至 GHz 范围的高频时能呈现大阻抗，典型的用途是用于电信设备中。

在所有上述用途中，铁氧体部件起到滤波器（或更确切地说是分布滤波器）的作用。如早先指出的那样，采用铁氧体滤波器有吸引力的方面是分布滤波器将不需要的电磁干扰频率下的功率吸收而消耗为热。因此如果在设计及选择铁氧体部件中使阻抗匹配，将没有辐射或反射电磁干扰。

在另一种形式的用途中，磁砖或磁板形状的铁氧体电磁波吸收器可用来改进屏蔽暗室的屏蔽效能。铁氧体磁砖和常用的微波吸收角锥（见6.2.1节）一起用来改进暗室性能。铁氧体磁砖在30MHz～10GHz左右的频率范围内有效。

302

11.8.4 电磁兼容衬垫

电磁兼容衬垫是一种导电材料，用来改进电子底板、设备罩壳或电磁屏蔽体的金属部分之间的电气搭接[22]。衬垫可由多种材料（如铍铜、电镀钢及导电的加载聚合物）制成。在11.4节及9.3.3.2节中列有有关衬垫的说明。在商业中供应有多种尺码及形状的衬垫材料，如垫片、垫环、导线网栅、指柄、导电窗、螺线、箔状层板、导电涂料、导电胶、导电合成橡胶，滑脂等。

对电磁兼容衬垫在屏蔽作用方面的分析类似于9.3.1节所述理论。然而入射至装配衬垫上的场通常是未知的，并可由极低阻抗变至很高阻抗[22]，而标准衬垫需要提供对电场、磁场及平面波的屏蔽。在闭合缝与连接点处，进而也提供良好电磁屏蔽的衬垫的性能取决于衬垫材料的特性及安装方法（包括表面的几何形状、衬垫及固定配件二者的表面状况以及衬垫两面所受的压力）。理想情况是，衬垫装置应在没有任何接缝的前提下提供完整的电磁屏蔽。

衬垫屏蔽效能的测试可按9.3.6节所述步骤进行。某些附加测试步骤，如航空实用建议 ARP1705-1981 及 ARP1173-1988 及军用标准 MIL-G-83528B 的显著特点见

IEEE1302-1998 标准。这些步骤中的每一步骤在特殊状态下都有唯一独特的优点[22]。IEEE1302 标准特别提到的事实是电磁兼容衬垫测试的结果随着试验至试验及试件至试件而改变，而各种技术间的测试结果常不一致。在此处指出这一点的目的是提醒读者处理衬垫的各种试验结果只可作为一个较粗的数值指示而不要像所有用途中要求那样的精确。

不同衬垫可提供电场屏蔽、磁场屏蔽或电场及磁场同时屏蔽。用现有的衬垫在高至 10GHz 的频率时可得到约为 100dB 的屏蔽效能。虽然某些技术仍在继续进步，但电磁兼容衬垫的工艺及应用却是一种成熟的工程实际。在已出版的文献中，对这个题目的权威性论文并不常见。读者必须经常参阅产品目录及商业与技术杂志以明确技术现状。

11.8.5 瞬态防护器件

电气浪涌或瞬态形式的过电压是由像雷电那样的自然现象及（或）开关电气负载的后果所形成的，我们早已在 3.7.2 节讨论过这一课题。设备设计师在观点中必须考虑这一因素，并包含适当的防护措施。事实上，包括以 IEC 规定为基础的欧洲标准，在某些国家的电磁兼容标准体制均坚持对瞬态及浪涌的抗扰度规范。 303

有多种有源器件可以改进对浪涌及瞬态的抗扰度。本章对气体管浪涌、金属氧化物压敏电阻、齐纳二极管、双极雪崩二极管作了一个简单的概要说明。这些器件可用于不同用途，而且通常放在主电源及设备的不同位置。浪涌及瞬态防护是成熟技术，而且在这一领域有很多书籍[15]。本章所进行的有限讨论旨在让读者知道这些有源电路部件以及它们对电气浪涌及瞬态在提供防护或抗扰度方面的作用。

像气体管放电器这样的消弧器件可处理很大的瞬态电流（ >10kA）。它们用于交流配电线及通信线中作为雷电及高能浪涌的放电器。它们不适合在电路板中使用。本章我们还提供了气体管电路结构，它们的动作兼容性、放置部位，以及像直流状态下的不复原特性与击穿电压等器件性质的细节。半导体器件多用于电路板的用途。由于金属氧化物压敏电阻有很大的峰值电流处理能力，它们用在设备的电源输入级。在复杂干扰情况下，含有气体管、MOV 及雪崩二极管的混合电路可分别用来抑制高能浪涌、中等浪涌及上升时间快速尖峰脉冲。

11.8.6 小结

当总结控制电磁干扰的现有各项技术时，我们注意到没有一个单项技术可完满地获得电磁兼容性。接地、屏蔽、搭接、滤波以及本章所述电磁兼容附件的小心使用，在寻求完满解决很多电磁干扰问题中都很需要。

参考文献

1. L. O. Hoeft and J. S. Hofstra, "Measured electromagnetic shielding performance of commonly used cables and connectors," *IEEE Trans. EMC*, Vol. EMC-30, pp. 260 – 275, Aug. 1988.
2. L. Halme, "Development of IEC cable shielding effectiveness standards," *IEEE International Symp. EMC*, pp. 321 – 328, 1992.
3. F. Mayer, "RFI suppression components: state of the art and new developments," *IEEE Trans. EMC*, Vol. EMC-18, pp. 59 – 70, May 1976.
4. C. Palmgren, "Shielded flat cables for EMI and ESD reduction," *IEEE Symp. EMC*, Boulder, CO, 1981.
5. F. Mayer, "Absorptive low-pass cables: state of the art and an outlook to the future," *IEEE Trans. EMC*, Vol. EMC-28, pp. 7 – 17, Feb. 1986.
6. C. R. Paul, "Effect of pigtails on cross-talk to braided shield cables," *IEEE Trans. EMC*, Vol. EMC-22, pp. 161 – 172, Aug. 1980.
7. H. A. N. Hejase, A. Adams, R. F. Harrington, and T. K. Sarkar, "Shielding effectiveness of pigtail connections," *IEEE Trans, EMC*, Vol. EMC-31, pp. 63 – 68, Feb. 1989.
8. J. R. Moser, "Peripheral cable-shield termination: the system EMC kernel," *IEEE Trans. EMC.* Vol. EMC-28, pp. 40 – 45, Feb. 1986.

304

9. MIL-STD-1377 (NAVY), "Effectiveness of cable, connector, weapon enclosure shielding and filters in precluding hazards of electromagnetic radiation to ordnance; measurement of," Aug. 1971.
10. E. P. Fowler, "Cables and connectors—their contribution to electromagnetic compatibility," *IEEE International Symp. EMC*, pp. 329 – 333, 1992.
11. F. Matos, "A brief survey of intermodulation due to microwave transmission components," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-19, pp. 33 – 34, Feb. 1977.
12. M. Bayrak and F. A. Benson, "Intermodulation products from nonlinearities in transmission lines and connectors at microwave frequencies," *Proc. IEE*, Vol. 122, pp. 361 – 367, Apr. 1975.
13. C. E. Young, "The danger of intermodulation generation by RF connector hardware containing ferromagnetic materials," National Electronics Packaging Conference (NEPCON), West Connector Symposium, Anaheim, CA, Feb. 1976.
14. J. W. Adams, "Electromagnetic shielding of RF gaskets measured by two methods," *IEEE International Symp. EMC*, pp. 154 – 157, 1992.
15. IEEE Standards Collection, "Surge Protection," C62-1992, New York: The Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc, 1992.
16. L. O. Hoeft and J. S. Hofstra, "Measured electromagnetic shielding performance of commonly used cables and connectors," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-30, pp. 260 – 75, Aug. 1988.
17. H. W. Denny and W. B. warren, "Lossy transmission line filters," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-10, Dec. 1968.
18. F. Mayer, F. Heather and L. Rhodes, "HF lossy line," in *Proc. IEEE International Symp EMC*, pp. 459 – 464, 1998.
19. K. V. Masi, D. S. Dixon and M. Avoux, "Development of a full performance composite connector with long

term EMI shielding properties," in *Proc IEEE International Symp EMC*, pp. 183 – 187, 1987.

20. C. Parker, "Specifying a ferrite for EMI suppression," *Interference Technology Engineers Master*, p. 50, 1998.
21. D. Kimbro, G. Hubers, F. Tilley and S. Wakamatsu, "A practical approach to EMI suppression using ferrite chips," *Interference Technology Engineers Master*, p. 26, 1998.
22. IEEE Std 1302 – 1998, *IEEE Guide for the Electromagnetic Characterization of Conductive Gaskets in the Frequency Range of DC to 18 GHz*, 1998.

第 12 章　频率指配和频谱节约

12.1　引言

频率指配的一个重要目的是使各种基于无线电的服务之间易于协调工作而不产生电磁干扰。术语“基于无线电”服务表示不通过人工引导、而是在空间传播的，频率低于 3000GHz 的无线电波或电磁波的服务[1]。基于无线电的服务包含的范围很广，有陆地和空间通信、监视、定位、定向和导航（见图 1-1）。射电天文学以弱电磁信号的接收为基础，如果要消除电磁干扰，同样也需要适当的频率协调。

频率分配（frequency allocation）和频率指配（frequency assignment）（见附录 1 中的术语和定义）属于技术上的管理功能，以确保所允许的无线电服务在互不干扰的情况下工作。在有限频谱（见 1.3 节）上需求的增加使得在给定的频率带宽上传输尽可能多的信息的新技术和工艺的发展成为必然。这些用来提高频谱效率的技术称作频谱节约技术。有两种途径可以对谱进行有效地利用，对特定的服务，缩减每个信道的带宽，以及在给定频率带宽的前提下增加信息的传输量。

本章将介绍频率指配和频谱节约（spectrum conservation）的原理。

12.2　频率分配和频率指配

12.2.1　规定

无线电波并不局限于国界。因此必须确保不仅在本国，而且在其他国家包括邻国，各种无线电传输不会对其他服务产生干扰。国际电信联盟（ITU）定义了无线电服务的各个频带的使用。例如频率规划的使用，以及各种无线电服务中发射机、接收机和天线的技术特性等因素对频谱的有效利用有很大的影响。这些因素会在 ITU 和世界无线电行政会议（WARC）的定期会议上仔细地考虑，以期在频谱使用上达到国际范围内一致。ITU 有时将用于一个或多个陆地或空间无线电通信服务的给定频带的频率分配，以频率分配表的形式公布。依据其中的规定，成员国应确保：

（1）各种频率指配与 ITU 公布的频率分配表以及其他应用规则相一致，同时新的指配不得产生有害的干扰，特别是对其他国家的服务。

（2）应用最新发展的技术来最小化必不可少的频率个数和频谱空间。

基于频带分配的目的，整个世界可划分为三个区域，如图 12-1 所示。在特殊情况下，对一个信道的预期使用，在地区与地区之间可能会有所不同。在这种分配框架下，使用特定无线电频率或频率信道作指定用途的无线电台（包括无线电通信和射电天文）的频率指配，将由国家的有关管理机构给出。无线电频率的利用和无线电通信服务的有效规划关键取决于无线电传播和无线电噪声数据。这就与第 2 章中所描述的各种电磁噪声源联系起来。

308

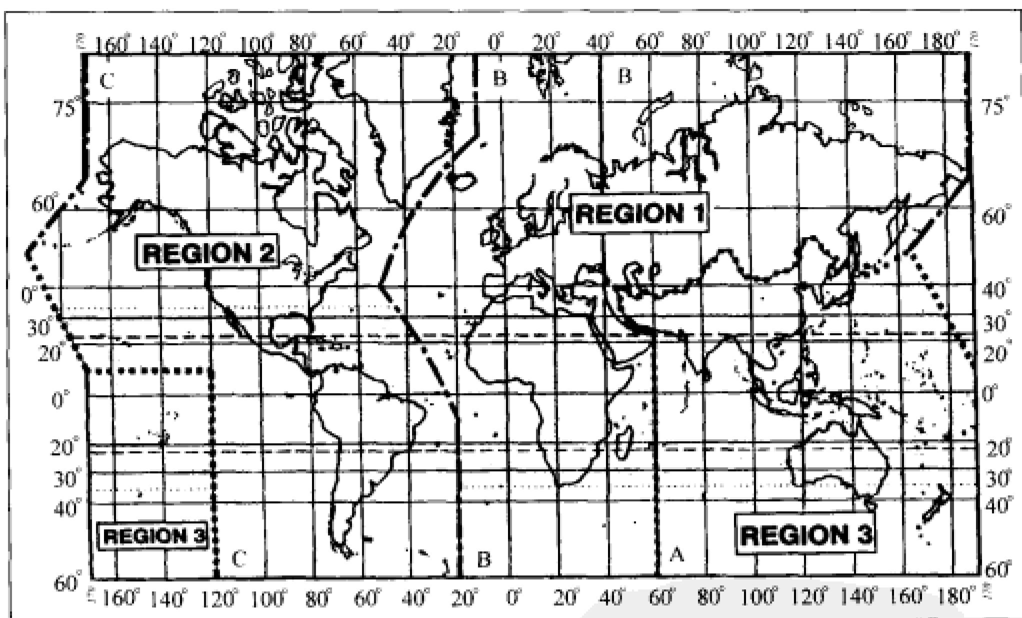


图 12-1 为了频率分配的目的在 ITU 文件中所确定的三个区域[1]

12.2.2 频谱利用

12.2.2.1 利用时间。除了本章中我们所讨论的与频率指配有关的其他规范和限制之外，无线电台的工作可以限定在一定的时间内。例如，美国的一些 MF 广播电台就限制在白天工作。

多个用户对一个频带的分时使用是改善频谱利用的一个重要方法。在许多陆地移动站，传输仅占时间的很低百分比。这种频率的分时已经得到了常规的应用。时分多址（TDMA）是另一种改善通信信道利用的方法。这种技术采用数字调制，使通信信道的数目在给定的频段上可以得到三倍的增加。

12.2.2.2 带宽。第 3 章中我们注意到信号对载频进行调制的过程中导致了边带的产生。这一点考虑不仅在通信适用，而且在其他如雷达和海事救援服务中也是适

用的。调制信号在中心频率（载频）的两边占据一个带宽 Δf_m。此外，如果发射源频率的不稳定量是 Δf_i，那么发射机带宽 F_t 由下式给出

$$F_t = 2(\Delta f_m + \Delta f_i) \tag{12-1}$$

因此发射机容许频偏对于频谱的有效利用是很重要的。频谱利用率的大幅改善可以通过减小发射机的容许频偏和使用针对这一目的的最新技术加以实现。在实际的无线电系统中，保护通带通常空置不使用，以避免临近信道的干扰。如果这个保护信道的带宽是 Δf_g，那么通信（无线电）台所占据的频谱带宽 B 就是

$$B = 2(\Delta f_m + \Delta f_i) + \Delta f_g \tag{12-2}$$

12.2.2.3 有效区域。通常发射机被看作是频谱的使用者，因为每一个发射机都用一定强度的无线电功率填满式（12-1）所给出的带宽。一部发射机不排斥其他发射机使用某频谱空间，不过如果其他发射机在相同的频谱空间内工作的话就会产生干扰。即使不是完全不可能，接收机从干扰传输中区分出所需信号也会变得困难。因此频谱空间实际上被接收机所使用，因为它们与其他发射机不能共用一个频谱空间。

距离输出功率为 P_t 的发射机 d 处的接收功率 P_r 为

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r}{(4\pi)^2}\left(\frac{\lambda}{d}\right)^2 \alpha_d \tag{12-3}$$

其中，G_t 和 G_r 分别是发射和接收天线的增益；

λ 是工作频率对应的波长；

309

α_d 是传播路径上的衰减因子（路径损耗）。

式（12-3）表明随着距离 d 的增加，接收功率 P_r 迅速减小。因此，直观而言，每一部发射机都有一个有效的接收区域，在此区域之外，信号强度将太弱而难以检测，或者甚至太弱而不会对其他的强得多的发射机信号形成干扰。我们把发射机的有效的地理或几何区域记为 A，它不能被其他的发射机使用。有效的天线设计技术可以得到具有低的旁瓣，高的前后瓣比和极化鉴别的天线。当这样的天线用于点对点的通信链路中时，相差不大的频率可能会用于临近的区域，甚至可以采用频率复用技术。因此，当可以获得改进天线设计技术时，在改善频谱利用率和最小化排他的地理区域方面，天线已成为系统设计中一个重要因素。例如，相对于标准的碟型天线而言，使用包裹起来的碟型天线可以显著改善频谱利用率。

12.2.3 频谱利用率的评估

12.2.3.1 频谱利用效率。作为一个基本概念，复合的带宽－空间时间域用来度

量频谱的利用率[2,3]。频谱利用因子 S 定义为

$$S = B \times A \times T \tag{12-4}$$

其中 B 和 A 已经在12.2.2.2和12.2.2.3节中定义过，T 为在12.2.2.1节中所使用时间总和。对于连续工作的无线电系统，时间维可以略去。在那种情况下，式（12-4）变为

$$S = B \times A \tag{12-4a}$$

频谱管理中的另一个基本概念，无线电通信系统的频谱利用效率 E 定义为实现的通信（或传送的信息）与所使用的频谱空间的比值[2]。因此

$$E = \frac{C_a}{S} = \frac{C_a}{B \times A \times T} \tag{12-5}$$

其中 C_a 是从所考察的无线电设备中获得的有用结果。参数 C_a 可以用物理量（服务区域尺寸，信道公里等等）表示，或用其他的等价指标表示，例如作为距离函数的二进制单位传输容量。由式（12-5）给出的 E 判据用来评估具有相同 C_a 值的无线电系统。

在给定信道或带宽的情况下，通过提高传输效率获得更高的通信容量（更高的 C_a 值）来提高频谱利用率是可能的。如果在单个信道上传输的语音通信数更高，而且/或者单个或多个信道的用户数更多，而且/或者信息传输的距离更远的话，就认为获得了更好的通信效果。增加传输效率和通信容量的一个实用的方法是使用更高级的数字调制技术。我们将在12.3节中讨论这些内容。

12.2.3.2 最优通信系统。在基本的通信理论中，用于接收所需信息的通信信道的容量 C_0 由下式[2,4]给出

310

$$C_0 = F_0 \ln(1 + \rho_0) \tag{12-6}$$

其中 F_0 是所需信息的带宽，ρ_0 是接收机输出的信噪比。如果 ρ_s 是接收机产生特定接收质量（称为保护比）时输入端所需的最小信噪比，用于信息发送（或接收）的通信信道的带宽是 F_m，那么相应的 C_p 为

$$C_p = F_m \ln(1 + \rho_s) \tag{12-7}$$

C_p 的值必须等于或大于 C_0（即 $C_p \geqslant C_0$）。

保护比的最小值对应 $C_p = C_0$。在这种情况下，由式（12-6）和（12-7）

$$\rho_s = (1 + \rho_0)^{F_0/F_m} - 1 \tag{12-8}$$

最优的或理想的通信系统是，通过相对于 F_0 增加 F_m 来获得接收机输入输出端最大

的信噪比增益。在无线电通信网络的设计中，式（12-8）的判据用来优化设计的通信网络参数。

12.3 调制技术

一般来说，当信息（信号）在无线电信道中传输的时候，这种携带信息的信号被调制到载波上。调制是载波的某些特性（通常是幅度、频率或相位）依照调制信号波改变的过程。因此，在一个未调制的载波中

$$e = E\cos(\omega_c t + \phi) \tag{12-9}$$

参量 E、$\omega_c(=2\pi f_c)$ 和 ϕ 分别被调制成幅度、频率和相位调制方式。如第3章中所指出的，与未调制的载波相比调制后的载波占据了更大的带宽。带宽取决于所采用的调制方式。调制载波带宽是指在给定发射机的有效地理区域内排斥其他发射机使用的频谱宽度。

12.3.1 模拟调制

在幅度调制（见图12-2）中，载波（幅度）的瞬时值与调制信号的幅度成正比。正弦调制的相应波形（这是模拟通信中常见的波形类型）由下式给出

$$v = E(1 + m\cos\omega_m t)\cos\omega_c t \tag{12-10}$$

其中，$E\cos\omega_c t$ 是载波；

$m(=E_m/E)$ 是调制指数；

311 $E_m\cos\omega_m t$ 是调制信号。

在频率调制中，（相对于指定的载波频率 f_c 的）瞬时频率偏移值直接与该时刻调制信号的幅度成正比。正弦调制的相应波形由下式给出

$$v = E\cos 2\pi(f_c + KE_m\cos\omega_m t)t \tag{12-11}$$

其中，$E\cos\omega_m t$ 是载波；

K 是频率偏移常数；

$E_m\cos\omega_m t$ 是调制信号。

频率调制波的调制指数定义为最大频率偏移与调制频率的比值。在相位调制中，载波的瞬时相位依照调制信号改变。相位调制与频率调制的原理相似。在数字通信中，相位调制用得最广。

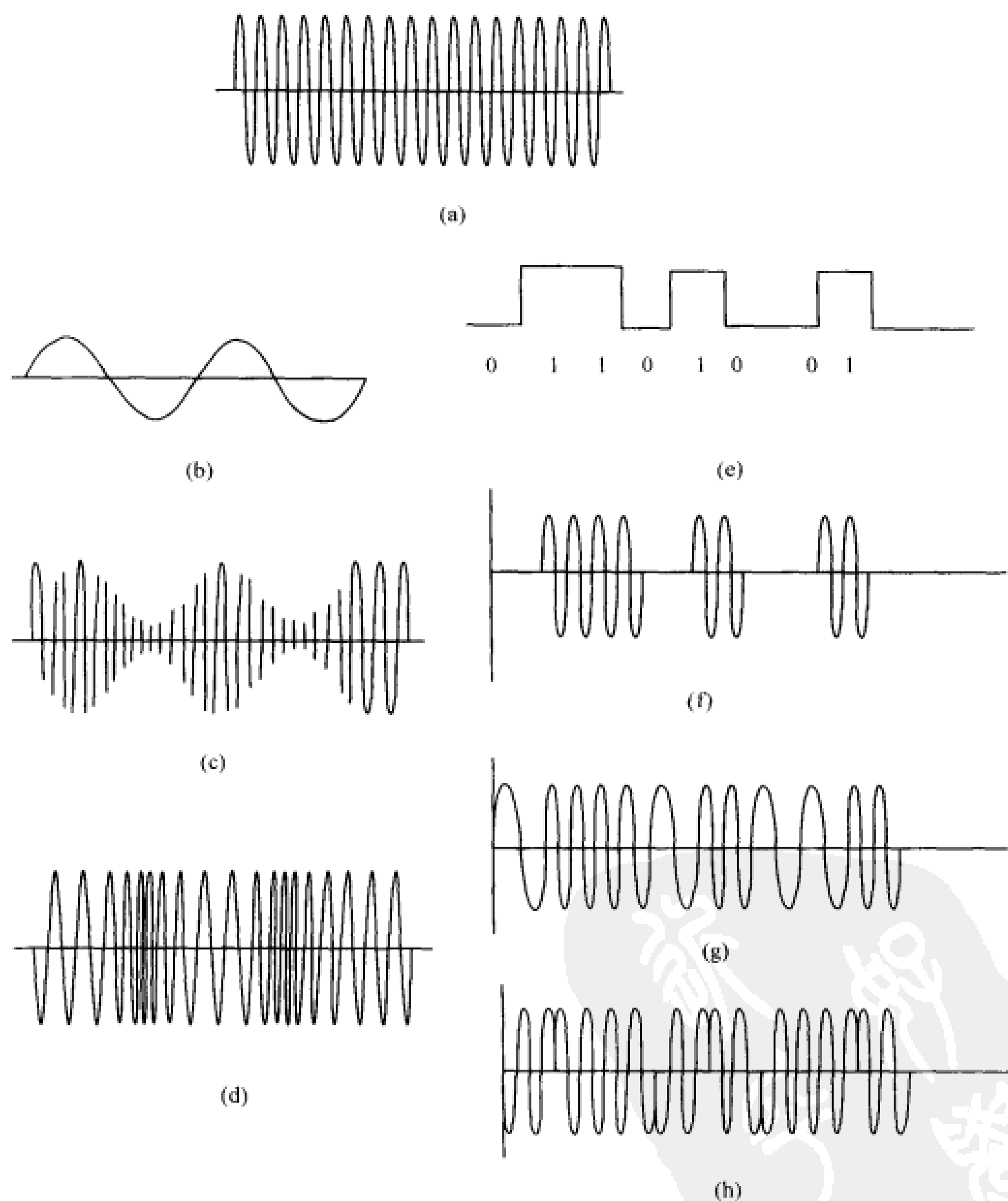


图 12-2 波形调制

(a) 载波；(b) 模拟调制信号；(c) 幅度调制；(d) 频率调制；(e) 数字调制信号；(f) 幅移键控（ASK）调制；(g) 频移键控（FSK）调制；(h) 相移键控（PSK）调制

12.3.2 数字调制

在数字通信中，信息是只有两种状态（0 或 1）的原始数据。相应地，调制波被置于两种状态中的一种。数字通信中的调制技术包括幅移键控（ASK）、频移键控（FSK）和相移键控（PSK）。这些基本调制方式的一些典型波形如图 12-2 所示。AM、FM 以及 PM（或 ASK、FSK 以及 PSK）构成了基本的调制方法，对它们其中的一些量改变，就产生了许多实际的调制方式。在一个 M 进制的信号发送方式（数字通信中 0 或 1 的这种简单的二进制模式可以视作其中的一种特殊情形）中，调制信号处于 M 种可能状态中的一种。因此，M 进制的 FSK 信号由下式给出

$$v(t)=\sqrt{2ET}\cos\left(\omega_c+i\frac{\pi}{T}\right)t,\quad 0\leqslant t\leqslant T \tag{12-12}$$

其中，T = 传输信号的持续时间；

E = 每个符号的信号能量；

$i=1,2\cdots M$。

传输信号的持续时间 $T=nT_b$，其中每个持续时间 T_b 内传输 n 比特，$M=2^n$。

在 M 进制的 PSK 中，载波相位可能是 M 种可能状态中的一种。信号波形由下式给出

$$v(t)=\sqrt{2ET}\cos\left\{\omega_c t+\frac{\pi}{M}(2i-1)\right\},\quad 0\leqslant t\leqslant T \tag{12-13}$$

其中 E 是每个符号的信号能量，$i=1,2,3\cdots M$。

313 注意到式（12-13）可以写成同相和正交相位波形之和的形式。在 M 进制的 PSK 中，调制信号的同相分量和正交分量以其包络被限制成一个常数的方式连接起来。这个常数值使信息点呈现在一个圆形的星座图中。如果允许调制信号的同相和正交分量独立的话，这种调制方式就称作 M 进制的正交幅度调制（QAM）。这里载波进行幅度调制的同时也进行相位调制。PSK 和 QAM 的星座图实例如图 12-3 所示。

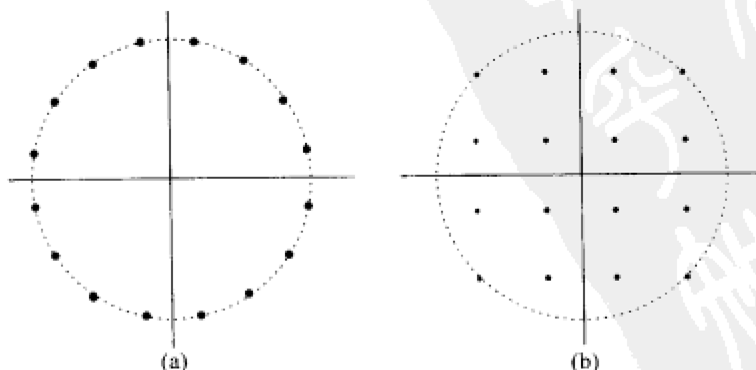


图 12-3

（a）16-PSK；（b）16-QAM 的信号星座图

12.3.3 设计折中

从 12.2 节中给出的讨论可以看出，信道带宽和传输功率构成了两个基本的通信资源。无线电信号发送和接收中的一个重要因素是接收终端的信噪比（S/N）。在通信系统中，解调器输入端通常考虑得更多的是载波与噪声之比（C/N）这个参量。解调器之后的参数 S/N 和解调器输入端的参数 C/N 是相关的。在令人满意的通信中，C/N 必须高于一个最小的阈值。频率调制系统通常的阈值大约是 4 ~ 15dB，而对于 PSK 系统根据使用的调制器类型的不同是 8 ~ 15dB。在数字通信中，用来描述接收质量（或通信效果）的常用标准是误比特率（BER）。允许的 BER 通常在 10^{-3} ~ 10^{-8}之间。如果 C/N 在给定的阈值之上时，在模拟和数字无线电通信系统中，解调器输出端的 S/N 或 BER 与解调器输入端的 C/N 存在线性关系。此外，在 M 进制的 PSK 和 M 进制的 QAM 方式中[5]，对于在解调器输出端给定的 BER，解调器输入端所需的 C/N 比值随 M 值的增大而增大。为了避免电磁干扰并对现有频谱有效利用，对这些资源做优化是很重要的。例如，这里我们从频谱节约和避免电磁干扰的立场，考虑 PSK 和 QAM 来说明系统设计中的约束类别和折中。当 $0 \leq t \leq T$ 时，M 进制 QAM 的发射信号波形由下式给出 [314]

$$v(t) = \sqrt{2ET}a_i \cos\left(\omega_c t + \frac{\pi}{4}\right) + \sqrt{2ET}b_i \sin\left(\omega_c t + \frac{\pi}{4}\right) = v_1 + v_2 \tag{12-14}$$

其中 a_i 和 b_i 是一对与信息点的位置有关的整数。当 $a_i = b_i$ 时，式（12-14）与当 M 取 4 时的式（12-13）相同。对于给定的 M 值，M 进制的 QAM 与 M 进制的 PSK 有相似的频谱特性。二者所需带宽也相似。对于 M 进制的 PSK，产生相同的 10^{-3}的符号错误概率所需的相关的带宽和功率级别见表 12-1[6]。

表 12-1　M 进制 PSK 的带宽和功率需求[6]

M	(带宽) M 进制 / (带宽) 二进制	(功率) M 进制 / (功率) 二进制 (dB)
2	1	0
4	0.5	0.34
8	0.33	3.91
16	0.25	8.52
32	0.2	13.52

注：摘自参考文献［6］。

表 12-1 中所示的参数表明 $M = 4$（称为 QPSK）时，在带宽和功率需求之间可以获得很好的折中。对于给定的 BER 指标，当 $M > 8$ 时，与实际的带宽缩减相比功率

需求就变得过量了。因为这个原因，实际应用中很少使用 $M>8$ 的 PSK 方式[6]，而经常采用 QPSK 的方式。尽管 M 进制的 PSK 和 M 进制的 QAM 对带宽的需求是一样的，但图 12-3 表明对相同的功率级别，M 进制的 QAM 的信息点之间的距离比相应的 M 进制的 PSK 的距离要大。因此，在差错性能中，M 进制的 QAM 得到的结果比相应的 M 进制的 PSK 的要好。所以 16-QAM、64-QAM、256-QAM 的调制方式获得了实际应用。

12.3.4 实例设计考虑

对不同调制方式、所需功率带宽以及决定特定系统在特定应用中实际设计的完整讨论超出了本章的范围。这样的讨论和分析在其他的书中可以获得（例如，参考文献［4］和［8］）。基于这些讨论，下文中我们将给出一些评述。

非相干检测的二进制 FSK 调制是一种通过电话信道传输数据的简单方法。尽管从设计和工程的角度看这是一种经济的方法，但是带宽的利用不是很有效。4 相和 8 相的 DPSK 是这种应用中的其他方法。使用频率调制技术的最新的 UHF 和微波频带的无线电通信最初起源于模拟通信模式中。当这些相继转换为数字系统时，诸如无线电带宽的某些系统结构特征保留了下来。于是工作就是通过选择和使用调制方式，来获得最大的频谱利用率（见式（12-5））。在这种应用中，诸如 64-QAM 和 256-QAM 的方式很吸引人。无线电通信中频谱利用率达到最大也就是在给定的频率带宽内使信道的数目达到最大。频率分配用来避免不同服务间的干扰。

315

在蜂窝通信无线电中，频谱效率的概念是使每个蜂窝单元的信道数达到最大。这一概念与以上提到的其他无线电系统有些不同。因此，扩频调制方式就可以加以应用，尽管信息传输的扩频方法所需带宽超过了传送感兴趣数据的最小必需带宽。在蜂窝无线电中，扩频技术与码分多址（CDMA）或时分多址（TDMA）原理的联合使用，是一种可能用来改善频谱利用率（式（12-5））的选择。

12.4 频谱节约

频谱节约的基本方法是进行适当的频率规划，特别是在许多电磁发射机必须在互不干扰的情况下工作的区域内。一个实际的例子就是具有蜂窝电话网络的大城市地区。在军事战场中也有类似的需求。在这种情况下，使用网格方法来进行频率规划。整个感兴趣的地理区域（可能是城市、乡村、甚至是一个大陆）划分成如图 12-4中所示的网格，每个网格区域中使用一类频率。每类频率的选取是使不同无线电服务间的干扰或潜在干扰得到消除或者至少减到最小。

316

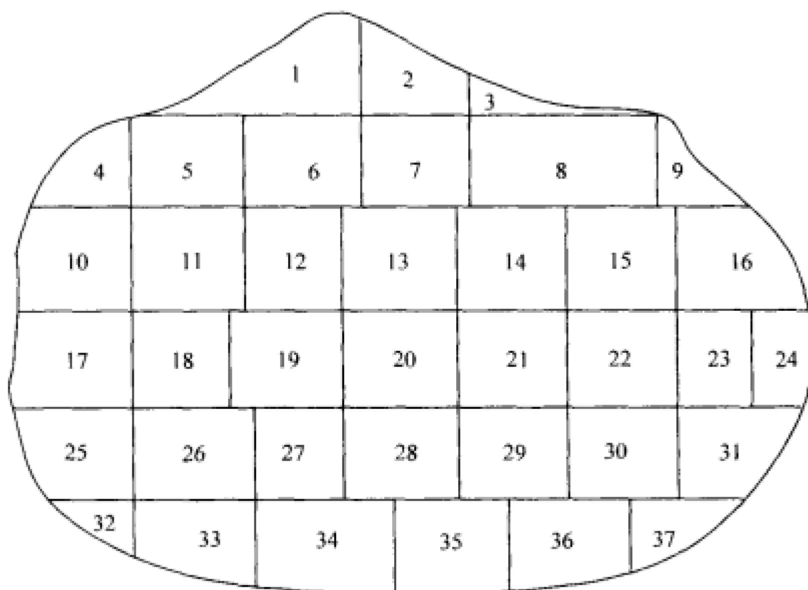


图 12-4 地理区域的网格划分

一些可用的有效频率规划的方法：

- 目标函数的最小化
- 图形标色技术
- 启发式技术（heuristic technique）
- 基于线性代数的网格频率指配方法

以下将对这些方法做一个简要的描述和讨论。

12.4.1 目标函数的最小化

不同服务间电磁干扰的消除需要对不同的发射机进行不同的非干扰频率指配。为此目的，基于简单方法的频率指配会导致频谱的大量消耗。因此，实际中，我们对干扰指定一个可以接受的上限，而不是以完全消除干扰为目标。

为了实现这种方法，将潜在干扰的目标函数以公式的形式表示出来。目标函数中的约束包括发射机的工作带宽，一组发射机所使用的频率，以及可以接受的干扰上限。以这种宏观原则为基础得到的这类规则和对于特殊情况的附加约束，提供了基于目标函数的频率指配的基础。如果干扰限制约束仅仅是同信道约束，这种简单方法就会带来可观的频谱节约。随着邻近信道和同信道约束的比值的增加，频谱的节约量就趋于零[9]。

12.4.1.1 频率－距离和频率－约束的最优化。干扰限制约束大致可以分为两类[9]。其中一类指的是如果两台发射机之间的距离小于一定值（以英里为单位），对

于这些发射机的一些联合频率的分配是禁止的。这种情况下对抗干扰的约束是距离和频率两者。这种方法称作频率－距离（F＊D）约束指配方案。第二种仅仅采用频率隔离的方法来减轻干扰。这种方法称为频率－约束（F-C）分配方法。

如果一个设备中有许多发射机的话，*指配跨度*（span of an assignment）指的就是该设备中频率最高值和最低值之间的差值。设备中实际所使用的频率数目称为*指配阶数*（order of assignment）。目的是最小化指配跨度的分配问题称为*最小跨度*指配。如果目的是使指配跨度最小化且服从阶数最小化的附加约束，这种则称为*最小阶数*指配。

12.4.1.2　F＊D约束信道指配。频率指配问题中出现的约束是关于同信道干扰、邻近信道干扰和频率－距离信道指配的限制。如果用集合论的方法来建立一个 [317] 模型的话，这些约束条件就会以一组不等式或问题陈述的形式出现。一种适合于“搜索问题”的合适算法用来求解未知量。一个算法是搜索问题的解决方案，如果给系统一个特定的输入，它就产生一个输出，即为搜索的目标。对于研究的问题，搜索技术用来寻找一种函数，这种函数能够将给定的发射机系列和给定的频率系列联系起来，满足特定的间隔的干扰限制标准以及最小的频谱利用量。

设备中同信道的发射机之间的距离必须大于一定的值 d。频率距离约束的同信道分配问题（F＊DCCAP）表述如下：

如果 T 是一个平面的有限子集，d 是一个正有理数，那么

*寻找*一种可行的指配 A（从 T 的元素到正整数 Z^+ 的元素）

$A: T \to Z^+$（对于 T 和 d）

使得 $A(T)$ 的最大值尽可能小。

那么 T 可以作为发射机的位置，而 $A: T \to Z^+$ 可以作为这些发射机的信道指配。

当调谐到设备中的一个发射机的接收机无法忍受来自邻近信道的发射机所产生的干扰时，应该应用邻近信道约束。这种情况下的条件是同信道的发射机之间的距离至少是 $d(0)$，而邻近信道的发射机之间的距离至少是 $d(1)$。

频率－距离约束的邻近信道指配问题（F＊D-ACAP）表述如下：

如果 T 是一个平面的有限子集，$D=\{d(0),d(1)\}$，

其中 $d(0),d(1)$ 是正有理数，那么

*寻找*一种可行的指配 A

$A: T \to \{1,2,\cdots m(T,D)\}$

这是对于 T 和 D 而言的最小跨度指配。

代表可用约束的相应不等式系列，可以编制成用来处理涉及大量位置和频率的频率指配问题计算机程序。目标是最小化使用的频谱。从使频谱浪费最少的观点来看，最小跨度指配通常被认为是数学上最优的。对于某些情况，最小阶数方法比最小跨度方法更为方便。

12.4.1.3 实例。我们现在可以描述一个（F＊D-ACAP）实例过程[9]。如图12-5所示，在二维欧几里得空间中有一套八台发射机分别位于（0,0）、（0,1）、（3,1）、（3,2）、（3,4）、（4,3）、（5,5）和（6,6）处。

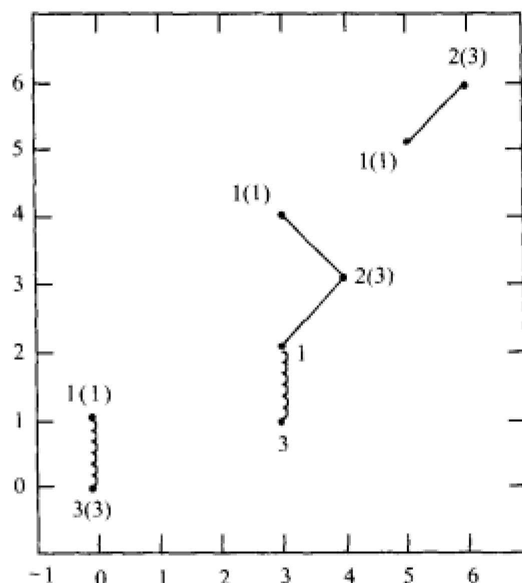


图 12-5 发射机位置的图示[9]

相互间距 $d(1)=1$ 的发射机之间由波浪线连接。它们不能指配到同一个信道（即同信道发射机）甚至邻近的信道中。相互间距 $d(0)=1.415$ 的发射机之间由平滑线连接。这类发射机不能指配到相同信道（同信道）中，但可以指配到邻近的信道。临近发射机位置但在括号外的数字是以 F＊D-CCAP 为基础的。括号内的数字则是对 F＊D-ACAP 的。这个例子说明最小跨度指配可能会浪费频谱。而频谱的浪费则是由禁止信道指配合并导致的。 318

12.4.1.4 频率约束信道指配。以上所叙述的 F＊D 方法是以不同发射机间等地理间距为基础的。在那种方法中，信道位置间的物理距离是减弱干扰的基础。然而，在许多实际情况中，不同发射机位置间的距离是无意义的，或者它们实际上是放在一起的，抑或在如移动基站的情况下距离是可以改变的。在这种情况下，任何关于信道指配问题的方法都更加复杂。频率约束（F-C）信道指配方法以及与这个搜索问题相应的算法，可以得到这些情况的解。

对于一组发射机

$$T=\{1,2,\cdots n\}$$

一组禁用的信道间隔被计算出并用 $n\times n$ 的矩阵表示。

每一个 $f(i,j)$ 都是对同位置（或移动）发射机的一组禁用信道间隔。频率间隔矩阵作为 F-C 信道分配中一组干扰限制约束来对抗干扰。

算法中附加的约束来自于对最小跨度指配或最小阶数指配、带宽限制或任何其他具体情况的考虑。

频率约束矩阵方法比 F * D 方法更为通用。F-C 矩阵方法弱化了距离间隔的作用。在这个过程中，一些有用的信息可能忽视。这种算法也可用于考虑间隔距离以有效地解决一些子问题。当考虑到包含少量的发射机和频率的简单情况时，用于解决频率指配问题的基于这种算法的方法可能会不必要的复杂。对于涉及大量的发射机和频率或者其他相关约束的复杂情况，基于一组理论算法的计算机程序可以得到有效的频率规划和频谱节约。

319

12.4.1.5 一般情况。我们考虑一类发射机 T_i，具有相同的功率 P_i 和带宽 bw_i，以及另一类发射机 T_j，功率和带宽分别为 P_j 和 bw_j。它们满足条件

$$\begin{gathered} P_i \neq P_j \\ \text{且 } bw_i \neq bw_j \\ \text{对于 } i \neq j \end{gathered} \tag{12-15}$$

如果这些不同类的发射机使用可变功率或不均匀间隔的离散频率共享频带，可以发现频谱得到节约。还发现使用均匀间隔频率增加了不可忍受的干扰的潜在可能。另一方面，如果以交织方式使用不均匀间隔频率，可以获得可观的改善。对一组发射机的禁用频率取决于地形、环境、发射机功率和带宽、它们的间隔以及接收机的抑制特性。

在许多频带中可用频率短缺的观点来看，对发射机和接收机的移动组进行兼容的频率选择需要合适的规划。简化问题的方法之一就是把一个大的区域划分成小的覆盖区域，重复利用每个可用的无线电信道若干次。一部分信道永久地指配到具体的区域，剩余的存放于一公用的池中，根据需要自动从一个区域切换到另一个区域。信道规划在通信系统投入使用之前就已完成。几组发射机可以在相同的区域中工作于公用的频率。原则上，所有这些变化的约束可以成为频率指配算法和计算机程序的一部分。规划可以随着需求的变化而不断修正。

12.4.2 图形标色

解决问题的方法之一是确定所研究的问题与另一个已广泛研究过的问题类似。用这种方式，不同的分析、研究和先前已经获得的结果就变得与理解和发现手头上问题的解决方案相关了。已证明频率指配问题与图形标色问题是等价的[9]。

假设 T 是一个有限的类，可以是发射机。这里，T 代表一组顶点或发射机的位

置。F 代表一个特定的 T 的二元子集。因此，特定类 F 的二元子集$\{u,v\}$称为边类（edge set），如图 12-6 所示。

这里，$T=\{a,b,c,d,e\}$是顶点类（vertex set）

$F=\{ab,bc,cd,ce\}$是边类

图表 G 定义为

$G=(T,F)$ 具有顶点类 T 和边缘类 F

320

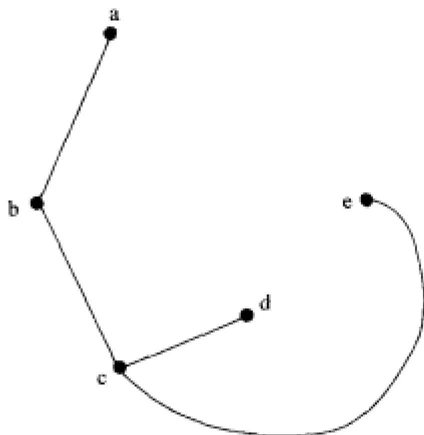


图 12-6 顶点类和边类的图解

在图形表示中，干扰存在于两个连接的节点之间。这些发射机不能指配相同的频率（节点不能有相同的颜色）。没有相连的节点可以指配相同的频率（节点能够有相同的颜色）。

图形标色中的基本搜索问题是

给定图表 $G=(T,F)$，

寻找指配 A

$A:T\to Z^+$

使得 $A(T)$的最大值最小

$A(u)\neq A(v)$，其中 uv 是特定类 F 的元素。

上文中，Z^+是正整数。这种解决方案称为对于图表 G 的最优标色。

图表 G 的边约束 e 由以下不等式定义

$$e:F\to P(Z_0^+)$$

其中 Z_0^+ 是非负整数。

使用图形标色法所得到的结论或解决方案（频率指配）涉及基于图论和可观的运算复杂度的算法。对于最小跨度标色和最小阶数标色，附加的不等式也可用于这

种算法中。

12.4.3 注释

基于 F * D 约束或 F-C 信道指配方法的频率指配问题的解决方案是一种算法。这种方案表明同信道指配问题在最小跨度和最小阶数指配中扮演了中心角色。单独的最小跨度指配可能占用比所需更多的信道。另一方面，最小阶数指配占用较少的信道。

321 实际中的频率指配问题是复杂的。约束和需求并不总是简单和统一的。实际的考虑中诸如互调产物、发射机的乱真发射以及不同区域或网格中不同频率资源列表（即可用频率）的可用性的问题，都体现出复杂性。由于到目前为止所提到的频率指配的三种方法都是很基本的，它们并不总能处理实际中遇到的所有复杂性。

12.4.4 启发式搜索

启发式技术[10]用来尝试解决频率指配问题，包括互调效应、乱真频率、可变频率分离需求、重复区域结构、先前频率指配的规定以及区域和区域之间不同的频率资源列表。启发式搜索的原理是按指配难度递减的顺序进行信道分配。指配难度是对给定的信道找到满足所有约束的兼容频率的困难程度的衡量。然而，在这种复杂的问题中，并不总能找到完全令人满意的评估指配难度的公式。计算机程序包含一迭代过程。在这个过程中，发现经验上难以解决的频率指配问题被放在需求列表的顶部。人们开发了采用这种技术的计算机程序，这样的程序可以解决涉及几百个信道的频率指配问题。

12.4.4.1 图解实例。启发式搜索方法可以方便地通过一个例子来说明[10]。让我们设想一种情况，一个地理区域被分成很多块，如图 12-7 所示。工作区域分成如图的 Z1，Z2，…Z9 九块。所有块是面积相等的边长为 L 的正方形。区域 Z6 中不包含任何通信网发射机。某些块中包含多个网络。在这个例子中有 16 个单一频率的单工

322 通信网，它们记为 $T1$，$T2$，…$T16$。每个网络都有一个单独的射频信道。

问题是评估一个 525kHz 带宽的频带，它分为 21 个相邻的信道，每个信道的带宽是 25kHz。

（1）是否足够满足要求？

（2）是否是容纳所有网络的最小必须带宽？

（3）作出一个频率指配方案，使之满足以下特定约束。

（a）在同一分块（同位置网络）的网络间有 3 个信道的最小信道间隔。

（b）邻近分块中网络间有 2 个信道的最小信道间隔。

（c）中心间距大于 $\sqrt{2}L$ 但小于 $2\sqrt{2}L$ 的网络间有 1 个信道的最小信道间隔。

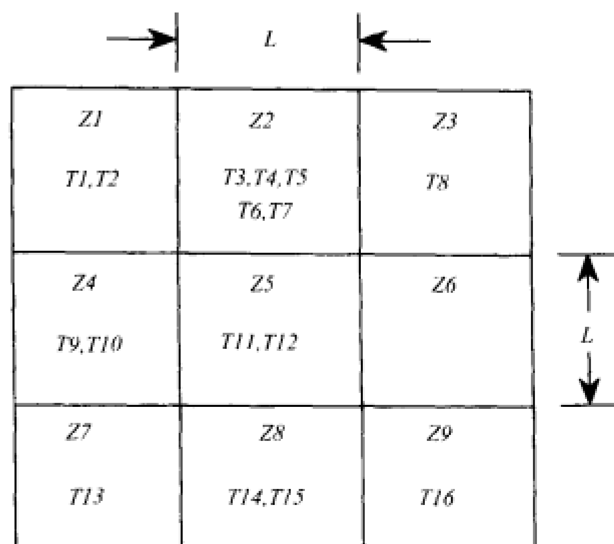


图 12-7 9 块 16 个网的区域结构的实例

从图 12-7 所示的分块结构中可以看出，Z2 中最少需要 15 个信道以满足同一分块中网络间的最小需要频率间隔是 3 个信道的给定约束。另外，我们注意到四个相邻的分块——Z1、Z2、Z4 和 Z5 一共覆盖了 11 个网络。考虑以上给定约束的其中一条，邻近分块中的网络间需要最少两个信道的频率间隔，我们注意到满足非干扰判据所需的总的信道数目是 21。我们进一步注意到，当这两个约束条件满足时，剩下的（规定的）约束条件能够在当前的问题中得到满足。既然给定频带有 21 个信道，我们可以得出

（1）给定的需求可以满足。

（2）给定的带宽就是容纳所有网络所需的最小带宽。

我们现在对手头上的问题进行频率指配规划。这里的频率指配问题是把最少数目的信道（21）指配给不同的网络。当然，信道指配的所有可能的组合是 16^{21}。当应用与问题中规定的最小频率间隔相关的三个约束条件时，必须排除掉一些组合。使用约束条件所排除掉的组合能够在全部计算机程序中通过适当的子程序或算法加以实现。然而，即使进行了这样的排除后，对于量级为 16^{21} 组合的分析也具有可观的计算复杂度和时间。然而我们应该指出可能存在对这个问题（即满足约束条件的频率指配的组合）的几种解法。

在当前的例子中，有 21 个信道。我们将它们记作 $f1$，$f2$，$f3$，…$f21$。它们在整个 525kHz 频带中相互之间有 25kHz 的间隔，并且按频率增长的顺序排列。表示每一对网络必须的信道间隔矩阵如表 12-2 所示。这个表也给出了每一行（即每个网络）的间隔之和。然而，这些行的和绝不能与整个信道需求混淆。

表 12-2 信道间隔矩阵

	$T1$	$T2$	$T3$	$T4$	$T5$	$T6$	$T7$	$T8$	$T9$	$T10$	$T11$	$T12$	$T13$	$T14$	$T15$	$T16$	行的和
$T1$	0	3	2	2	2	2	2	1	2	2	2	2	1	1	1	0	25
$T2$	3	0	2	2	2	2	2	1	2	2	2	2	1	1	1	0	25
$T3$	2	2	0	3	3	3	3	2	2	2	2	2	1	1	1	1	30
$T4$	2	2	3	0	3	3	3	2	2	2	2	2	1	1	1	1	30
$T5$	2	2	3	3	0	3	3	2	2	2	2	2	1	1	1	1	30
$T6$	2	2	3	3	3	0	3	2	2	2	2	2	1	1	1	1	30
$T7$	2	2	3	3	3	3	0	2	2	2	2	2	1	1	1	1	30
$T8$	1	1	2	2	2	2	2	0	1	1	2	2	0	1	1	1	21
$T9$	2	2	2	2	2	2	2	1	0	3	2	2	2	2	2	1	29
$T10$	2	2	2	2	2	2	2	1	3	0	2	2	2	2	2	1	29
$T11$	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	0	3	2	2	2	2	31
$T12$	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	3	0	2	2	2	2	31
$T13$	1	1	1	1	1	1	1	0	2	2	2	2	0	2	2	1	20
$T14$	1	1	1	1	1	1	1	1	2	2	2	2	2	0	3	2	23
$T15$	1	1	1	1	1	1	1	1	2	2	2	2	2	3	0	2	23
$T16$	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	2	2	1	2	2	0	17

频率指配的启发性技术从安排一些具有优先级的网络开始。在目前的案例中，由于靠近分块 Z2 网络最集中，所以能够直观地预测在这个分块中找到一个合适的频率指配相对比较困难。因此，在这个分块中，可能会给予这些网络频率指配的优先级。然而，通常为了使这种方法完全通用，对网络数目按表 12-3 进行排序。指配难度的起始值都置为零。在第一次尝试中，指配到网络的频率信道交替使用最低和最高的可用频率。特定的计算机程序在给每个新的网络进行频率指配以前，处理三种规定的约束条件和已经进行的指配。这一过程就得到了如表 12-3 所示的频率指配方案。可以看出，当使用这种方法时，对于其中的三个网络（$T10$，$T11$，$T12$）找不到令人满意的频率指配。

323 ≀ 324

表 12-3 第一次尝试中的频率指配方案

网 络	指配难度	指配的频率
$T1$	0.00	$f1$
$T2$	0.00	$f21$
$T3$	0.00	$f3$
$T4$	0.00	$f19$
$T5$	0.00	$f6$
$T6$	0.00	$f16$
$T7$	0.00	$f9$
$T8$	0.00	$f14$
$T9$	0.00	$f11$
$T10$	0.00	—
$T11$	0.00	—

（续）

网络	指配难度	指配的频率
T12	0.00	—
T13	0.00	f2
T14	0.00	f20
T15	0.00	f4
T16	0.00	f18

启发式技术中的一个关键方法是只要有网络找不到令人满意的频率指配，就用启发式的智能方法改变网络的指配顺序。计算机程序对指配难度（满足在已经进行的指配下对设备的约束时，对一个设备找到合适的频率指配的困难程度的一种抽象度量）保持跟踪。对那些找不到令人满意的频率指配的网络，计算机程序用一个均匀分布于0.15～0.45间的伪随机数提升（或增加）指配难度。网络的顺序以指配难度递减的顺序重新排列。在这一步之后进行新的尝试，用这种方法指配频率给不同的网络。这一迭代过程持续数次，直到得出一个对所有网络都令人满意的频率指配。迭代的每个阶段，指配难度中的伪随机增量要确保收敛。用这种方法，那些找不到令人满意的频率指配的网络的数目逐渐减少，并最终得到一个解。在这个特例中[10]，令人满意的指配方案在第十次尝试时才找到。第三次和第十次尝试结束时的结果分别如表12-4a和表12-4b所示。

表12-4（a） 第三次

网络	指配	频率
T3	0.4263	f1
T12	0.2133	f21
T1	0.2105	f3
T2	0.1734	f19
T11	0.1514	f5
T10	0.1500	f17
T9	0.0000	f7
T13	0.0000	f15
T14	0.0000	f2
T15	0.0000	f13
T16	0.0000	f8
T4	0.0000	f14
T5	0.0000	f9
T6	0.0000	—
T7	0.0000	—
T8	0.0000	f18

表 12-4（b）　第十次尝试结束时的频率指配方案

网　络	指　配	频　率
T6	0.6739	$f1$
T12	0.6314	$f21$
T1	0.5606	$f3$
T4	0.5505	$f19$
T10	0.5371	$f5$
T11	0.5115	$f17$
T9	0.4263	$f7$
T3	0.3959	$f15$
T5	0.3864	$f9$
T2	0.3843	$f13$
T9	0.3475	$f11$
T7	0.3311	$f10$
T14	0.0000	$f2$
T15	0.0000	$f14$
T16	0.0000	$f8$
T13	0.0000	$f4$

在所描述的频率指配的问题中，我们已将 16 个信道（频率）指配给 16 个网络。这种指配方案满足所有规定的约束条件。注意到在这个方案中有五个信道（频率 $f6$，$f12$，$f16$，$f18$ 和 $f20$）没有使用。然而，若没有一开始的 21 个邻近的信道，那么对所有 16 个网络进行令人满意的频率指配方案是不可能的。325

12.4.4.2　注释。启发式技术也可以用于解决一些复杂情况下的频率指配问题，例如双向通信网络（双工网）、互调产物、乱真发射和不同网络的变化的可用频率（频率资源）。各种适当的约束建到计算机程序中。在一个解出现之前可能要进行上百次迭代。有时会出现可用的频率资源（即信道数）不足以得到一个解的情况。在那些情况下，启发式迭代会得到部分的解。

启发式技术是自我校正的。当一次迭代偏离了那个令人满意的解（即如果解是不收敛的），频率网络会自动重排，重组的速度更快。当一次迭代好像接近于令人满意的解（较少的偏离）时，重组的速度减慢，使收敛更易于发生。

一个简单的搜索，类似于对具有特定初始状态和目标的显式或隐式图形，尽可能快地找到最短花费路径。启发式搜索更为科学。在路径上的某处（可能是在它自身的起点），就可以估计出当前位置离目标有多近。根据这个估计，最有希望的路径被选中。在这个过程中，假设这个估计是低估的话，启发式搜索不断逼近目标的最优解。

12.4.5　基于线性代数的网格频率指配方法

随着发射机位置并不固定的陆地移动通信使用的增加，以及一些使用蜂窝通信

的大城市地区的拓扑特性的逐渐改变（例如商业和/或经济中心从城市的一部分转到另一部分），能够满足实际的灵活使用的频率规划成了一个吸引人的主题。

在这样一种频率规划和指配的技术中，一种基于线性代数的数学方法用于发展一种无干扰的频率指配方案[11]。该方法也适用于包含较难频率指配问题的计算上比较复杂的情况。在这种方法中，感兴趣的地理区域分成 $N_1 \times N_2$ 个方形网格，如图12-8所示。数 N_1 和 N_2 满足 326

$$N_1 \times N_2 = T_c \tag{12-16}$$

其中 T_c 是给定频带中的信道总数。

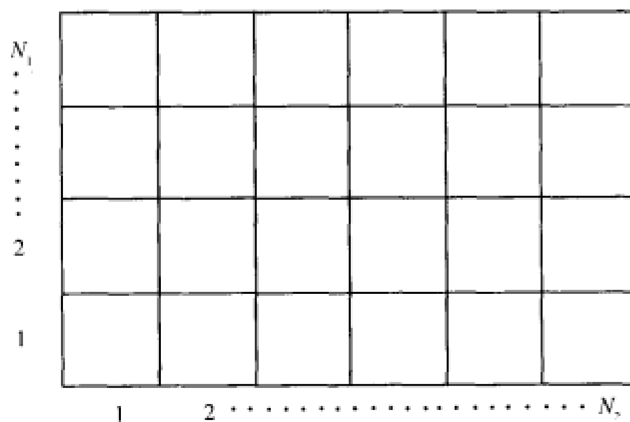


图 12-8 一个分成 $N_1 \times N_2$ 个正方形网格的矩形区域

这种方法的基本特征是将不同的电磁干扰判据转换成物理距离约束。这样来自邻近信道的潜在干扰，发射机和接收机的互调，减敏要求（desensitization requirement），同信道约束，以及发射机输出和接收机输入电路中来自带通滤波器的选择性和衰减都定义成两个基站之间的距离约束。

我们现在简要地描述将干扰判据转化成物理距离的过程。通信网络中的基本方程（以分贝表示）为：

接收机所需最小信号功率

$$P_{smin} = P_{in} + P_{thres} \tag{12-17}$$

干扰功率

$$P_{in} = ERP - \alpha_d - \alpha_R \tag{12-18}$$

自由空间中的路径损耗（传播损耗）

$$\alpha_d = 32.4 + 20\ \log F + 20\ \log d \tag{12-19}$$

其中，P_{in}是干扰功率；

ERP 是发射机的有效辐射功率；

α_d 是信号在自由空间传播时的衰减；

α_R 是由接收机电路所产生的干扰信号的衰减/抑制；

327

F 是以 MHz 为单位的频率；

d 是以 km 为单位的距离；

P_{thres}是为了使接收机的性能令人满意，要求的信号 P_s 必须超过干扰功率所需的量。

从式（12-17）~式(12-19)，对不想要的干扰所提供的抑制量由下式给出

$$\alpha_R = ERP - 32.4 - 20\ \log F - 20\ \log d - P_{smin} + P_{thres} \tag{12-20}$$

对于给定的具有几个相同发射机和接收机的通信系统网络（正如一个典型的蜂窝无线电的例子），式（12-20）可以用来达到对不同的干扰提供特定衰减和抑制所需要的距离间隔。例如，需要提供特定的邻近信道抑制和减敏的距离间隔 d_a 和 d_s由以下两式给出

$$20\ \log d_a = ERP - 32.4 - 20\ \log F - P_{smin} + P_{thres} - \alpha_{Ra} \tag{12-21}$$

和

$$20\ \log d_s = ERP - 32.4 - 20\ \log F - P_{smin} + P_{thres} - \alpha_{Rs} \tag{12-22}$$

用类似的方法，发射机和接收机的互调以及带通滤波器的选择特性所导致的干扰能够转化成距离约束[11]。

对于给定的频谱和可用的信道数（满足信道间的特定间隔），定义了基于线性代数方法的策略。然后计算任何两个相距 K 个信道的基站间的最小无量纲距离。这些距离最终与实际的物理距离相关，提供给不同的基站，进行非干扰工作。

12.5 频谱节约：小结

电磁谱或频谱是有限的自然资源。对可用谱空间的需求充满竞争（见第 1 章的 1.3，1.5.2 和1.5.3 节)。频谱管理是获得最优频率使用的工具。

随着对基于无线电的陆地通信，包括卫星和蜂窝电信，以及其他需要谱空间的基于无线电服务的要求不断增加，除了履行规定以外，还需要详细的技术规划。每一项新服务必须占用最少的频段，以兼顾现有的和未来的要求（对频率空间而言），同时进一步使对已有的服务产生绝对最小（理想值为零）的电磁干扰。因此，详细而智能的频率指配是获得电磁兼容性的基础。没有频率的协调，任何单纯基于严格的设备规范，或第 9 ~ 11 章所描述的设计技术的 EMC 方案即使不是完全不可能的，

也将是很昂贵的。

电信中的频率规划和指配是一项复杂的数学实践。目标是保证在给定的频带中有最大的无线电通信承载能力。对于一给定类型的无线电服务，首先要考虑的是服务需求的质量、接收机的特性、传播条件、干扰属性以及想要的和不想要的服务之间的频率间隔[12]。这些要求用可以测量的参数表示，通常转换成接收机 RF 输入终端可接受的最小载干比或最大可容忍的干扰噪声比。这些是需要和不需要的信号的频率间隔以及相关发射机和接收机特性的函数。在频率指配程序中，通常（例如，见参考文献[13]）要考虑以下参数：

328

- *同信道干扰*——实际中的同信道干扰产生于相隔一定物理距离，且在同一频率同时工作的两部发射机。作为一个系统设计判据，当干扰信号（即不需要的信号）功率对于接收而言，小于所需接收的最弱信号（即需要信号）的值 6dB 时，就假设存在同信道干扰。
- *发射机互调干扰*——当工作于频率为 f_1 的发射机接收了来自于附近发射机的频率为 f_2 的传输，并且两个频率在第一部发射机的输出级合并时就会出现这类干扰。在这个过程中，第一部发射机也在 $2f_1-f_2$ 和 $3f_1-2f_2$ 处辐射互调成分。这些频率成分的一个或多个可能会很靠近所需频率。
- *接收机互调干扰*——当两个或更多的（干扰）基站同时以足够强的信号强度工作，可产生在所需接收机的通带之内的互调产物，而接收机的频率与这些基站的频率有一定的数值关系时，就会产生这类干扰。例如，在 VHF/UHF 的陆地移动无线电中[13]，$2f_1-f_2$ 处的两信号三阶的成分、$3f_1-2f_2$ 处的两信号五阶的成分、$f_1-f_2+f_3$ 处的三信号三阶成分以及 $2f_1-2f_2+f_3$ 处的三信号五阶成分已被认定为是极其重要的频率关系。
- *邻近信道干扰*——因为发射机的边带噪声或接收机的减敏，使得邻近信道的信号可能会产生干扰。
- *镜像、谐波和乱真频率的干扰*。当考虑到诸如扩频通信的宽带系统时，这些考虑就显得尤其重要。典型的，镜像是最高程度的干扰信号。
- *存在的电磁环境和噪声阈值*。

以上的考虑通常形成了建立全面的频率指配模型的基础。这些判据将诸如天线辐射方向图、传播特性、网络密度以及所用调制技术这些系统设计参数综合起来[14]。所产生的电磁干扰和所获得的通信效率也极大地依赖于所使用的调制技术。

以上模型可与 12.4 节所描述的用于有效频谱规划的频谱节约技术联合起来使用。这里给出的大纲和本章中给出的技术描述最多只是对一个非常复杂实例的简化。当涉及即使是几个发射机的典型情况时，有效的频率指配也需要仔细规划的场的测量、设备性能特性的精确测量、12.4 节中所描述类型的数学模型的使用以及用以评估选

329

择和使选择最优化的计算机的使用。该数学方法是基于将待考察的频率指配问题与其他一些已经广泛研究过的数学问题类比而获得的。这里，来自于集合论和图论的模型变得有用了。

因为有限频谱的有效利用具有极大的实际重要性，包含调制技术和频率指配方法论的频谱节约和最佳谱利用的学科领域为进一步的研究敞开了大门。

参考文献

1. *Radio Regulations* (in 3 volumes), Geneva: International Telecommunications Union, 1990.
2. *Definition of Spectrum Use and Efficiency*, Report 662-3, Radio Communication Study Group. Geneva: International Telecommunications Union, 1993.
3. R. L. Hinkle, "Spectrum Conservation Techniques for Future Telecommunications," *IEEE International Symp. EMC*, pp. 413 – 417, 1990.
4. R. G. Gallagher, *Information Theory and Reliable Communication*, New York: John Wiley and Sons, 1968.
5. T. Pratt and C. W. Bostian, *Satellite Communications*, New York: John Wiley and Sons, 1986.
6. S. Haykin, *Digital Communications*, New York: John Wiley and Sons, 1988.
7. W. C. Y. Lee, *Mobile Cellular Telecommunications*, New York: McGraw Hill Book Co., 1989.
8. R. C. Dixon, *Spread Spectrum Systems*, New York: John Wiley and Sons, 1982.
9. W. K. Hale, "Frequency assignment: theory and applications," *Proc. IEEE*, Vol. 68, pp. 1497 – 1517, Dec. 1980.
10. F. Box, "A heuristic technique for assigning frequencies to mobile radio nets," *IEEE Trans Vehicular Technology*, Vol. VT-27, pp. 57 – 64, May 1978.
11. (i) M. C. Delfour and G. A. De Couvreur, "Interference free assignment grids—part I, Basic theory," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-31, pp. 280 – 292, Aug. 1989.
    (ii) M. C. Delfour and G. A. De Couvreur, "Interference free assignment grids—part II, Uniform and non-uniform strategies," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-31, pp. 293 – 305, Aug. 1989.
12. R. B. Schulz, "A review of interference criteria for various radio services," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-19, pp. 147 – 152, Aug. 1977.
13. J. H. McMahon, "Interference and propagation formulas and tables used in the Federal Communications Commission spectrum management task-force land-mobile frequency assignment model," *IEEE Trans Vehicular Technology*, Vol. VT-23, pp. 129 – 134, Nov. 1974.
14. L. Morino, "Spectrum utilization in a digital radio-relay network," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-24, pp. 40 – 45, Feb. 1982.

习题

1. (1) 描述用以定义频谱节约的概念和数学公式。解释式中出现的不同量是如何估计的。
   (2) 对于一个 90Mbit/s 的数字通信系统，传输效率是 4。给定排他使用面积（denial area）

是 $10km^2$，时间频谱占用百分比是 50%，比较该通信系统和 $f_r = 5MHz$、$f_m = 100kHz$的频率调制系统的频谱利用因子。 330

2. 解释频率指配问题的跨度和阶数的区别。你如何考察最小跨度指配是否浪费频谱？
3. 对于一个在 160MHz，使用全向天线的 200W 的发射机，计算在同信道条件下，干扰信号为 −130dBW 的距离 d，单位是 km。
4. 解释（1）频谱排斥；（2）空间排斥；（3）频率复用；（4）时间共享的概念和实现方法。
5. 解释在频谱节约和管理中集合论的概念是如何应用的。 331

第13章 电磁兼容计算机建模与仿真[1]

13.1 引言

本章我们讨论电磁兼容计算机建模、仿真和分析的重要性及其益处，这些手段是良好设计和测试的补充。具体而言，本章描述了如下几个部分：(1) 已证实的建模步骤和（自顶向下及自底向上的）评估方法学，可直接应用于复杂系统、子系统及部件的电磁兼容分析；(2) 可用的物理体系及数值方法；(3) 可从各种政府、商业和大学来源获得的计算机分析和预测软件程序，并讨论了其中一些代码的物理基础的应用及求解方法；(4) 电磁兼容建模及仿真的未来趋势和技术。

本章从电磁兼容建模和仿真中涉及的基本步骤的背景讨论入手，为开发一个全面的EMC评估程序打下基础。接着，利用IEMCAP（系统内电磁兼容程序）计算机程序[1]的例子，概括地论述了对复杂系统进行全面电磁兼容分析的一般化的自顶向下的方法，然而这个讨论也可以使用类似的系统内电磁兼容程序。本章也回顾了可用的物理体系、求解方法以及一些代表性的计算机程序的列表。小结部分简单地讨论了EMC问题求解的基于计算机软件技术新应用的进展。

本章中介绍的一些信息是大家普遍感兴趣的。教科书通常不会对这个主题展开详细的讨论，因为计算电磁学领域是一个不断变化的学科，该学科会不断地出现一些新的方法和程序。然而，本章提供了关于计算工具使用的实际前景，使读者能够了解目前电磁兼容工程师可用的各种选择和方法。

333

13.2 通用和全面的评估方法

这里讨论的重点是大型复杂系统的电磁兼容评估，例如：飞机、航天器、水面舰艇、汽车、军用坦克、地面电信设备和雷达站等，也包括它们的各种电磁辐射器或收发部件。全面的系统内电磁兼容评估要求考虑每个复杂系统问题的各种自顶向下及自底到上的建模因素的折中。特别地，应该考虑众多的因素以及影响电磁兼容问题的“状态”，如与关键子系统、接收机或敏感部件相关的电磁源的存在；“前门”

1. 本章作者是Andro咨询公司的Andrew L. Drozd。

和非有意的“后门”耦合路径；时变的可能引发电磁干扰的工作状态。换句话说，应该对系统、子系统及部件进行必须和足够的事先评估，以便识别高优先级的电磁干扰问题和定义分析流程。这有助于定义和实现有效的评估方法，指明详细的电磁兼容分析步骤并且定义减轻电磁干扰情况的方法。该方法对工程设计和测试是一个补充，从而使得系统及其子系统在生命周期的早期阶段就可以实现电磁兼容。为了完善工程设计，分析师需要了解系统设计工程配置控制参数，这样当电磁兼容建模分析结果已知时，它们能匹配设计周期的那个阶段的设计。在某些情况下，尤其是一些大型的系统，如飞机命令和控制平台，由于分析的时间较长，而且很复杂，设计经常过多牵扯电磁兼容工程师的精力，而且分析的结果意义并不大。

自顶向下的方法从大型复杂系统的“外部”问题入手。自底向上的方法主要解决涉及内部子系统、嵌入式电子元件及电路对初级外部的影响和次级（感应）电磁效应的响应的“内部”问题。这样，大型结构问题和它的部件可以适当地关联起来，从而我们可以从各个不同的级别来研究电磁的因和果。这样为电磁兼容分析师提供了一种以自顶向下方式同时研究整个系统的方法。另外，为了分析由内部耦合能量引起的电磁效应，系统中选定的或单个的部件能够以自底向上的方式来进行分析。后面的这些效应可能与系统的一些入射或外部的影响有关。全面的建模和仿真方法可把一个复杂的系统分解成多个部分，根据需要以整体或部分来考虑，从而集中分析师注意力以进行电磁兼容问题相关的识别、分类和排序等。这个过程也有助于分析师就问题的不同部分选择合适的分析和求解方法。

尽管会有部分交叠，研究大型复杂系统问题的单个方法不同于分析元件或电路级问题的方法。后者通常涉及使用器件或集成电路的仿真软件，这种软件分析具有相对小的尺寸的敏感模拟和数字元件的时域直流或低频交流响应。电路仿真工具如SPICE在这种情况下可用来对问题进行建模和分析，这些问题依赖于信号波形的类型、感兴趣的频率、复杂度以及关心的电路或器件的相对尺寸。在这个级别上可用其他程序研究其他的复杂小尺度的相互作用，如放大器的非线性。基于时间的分析结果可通过FFT和逆傅里叶变换的方法转换到频域。另一方面，因为问题涉及的尺寸很大，频率更高，频带更宽，精度更高，所以系统级电磁兼容分析和预测需要使用其他的频域和时域方法。从实际应用来说，较高的频率主要是由于存在外部射频源和接收机（如表面天线，入射射频场）。大系统问题的分析涉及联合使用离散、准离散及严格的数值模型进行的总功率预算和耦合损耗的计算，从而在所需的精度范围内实现预测。这种情况下经常应用一些不同的基于频域和时域的物理公式和基于矩阵的数值方法。这些方法包括矩量法（MoM）、有限元分析/建模(FEA/M)、几何绕射理论（GTD）、特殊的频谱技术等。其中的一些方法和技术也可严格用于问题中的“较小”部分。

334

在下面的讨论中，将着重描述应用几何参数、性能测试和有代表性的电磁兼容性能系数（figure of merit）来表征的复杂电磁系统的方法。下面将以若干计算机模型和仿真方案的例子进行描述。

13.3 复杂系统的电磁兼容分析

系统内电磁兼容关心的问题是在组成复杂系统的各种电气和电子设备间确保兼容性。这样一个系统通常定义成由许多电磁发射接收机构成，这些电磁发射接收机由设备及关联端口单个组（如天线、线缆、电气屏蔽物）表示。端口一般定义为电磁能量的发射机或接收机。

在20世纪60年代末到70年代初，美国的政府、工业和学术机构开展了联合研究来确定分析复杂系统的高级电磁兼容计算工具的要求。其中系统内分析计划（IAP）是美国空军资助下的研究[2,3]。IAP最初成果是发展了若干重要的电磁兼容分析和预测工具，特别地，如IEMCAP。在20世纪70年代中期随着IEMCAP程序和其他计算电磁程序的使用，人们有能力展示有效地应用复杂工具进行频率管理和确保总系统的电磁兼容性的深入分析过程和概念。

在过去的30年里，利用IAP研究成果，在发展和应用计算机辅助分析工具进行电磁兼容问题求解方面已经取得了巨大的技术进步。计算机辅助的电磁兼容分析与采用良好的实际设计规则、合理应用电磁兼容规范、遵循有效的电磁兼容测试和整改流程一起构成了一套“标准化”的电磁兼容安全指南，该指南可帮助工程师们在预定的环境中减小干扰和系统的故障。

335

计算机辅助分析作为整个系统电磁兼容安全程序的关键环节之一，可用来建立复杂系统的各种交互矩阵。该方法对于系统设计的早期阶段进行故障识别很有帮助，可以通过EMC重新设计和重点的验证、鉴定或验收测试程序进一步得到解决。潜在的相互作用集（set of interaction）可通过一个干扰的相互作用样本空间（IISS）来表示[2,3]。IISS可组织成一个所有可能的相互作用或耦合传输函数的矩阵，建立了构成系统的各种发射机和接收机之间的联系。这些相互作用是否属于平台内、平台间和/或外部环境与平台间也要确定。例如，第j个发射机对于第i个接收机（可能是相同的系统内或不同的系统平台间）的影响可用T_{ij}来表示，如图13-1所示。图13-1也描述了过去在美国空军IAP中所使用的概念和方法。

这种策略的主要目标是把矩阵中可能产生电磁干扰的项隔离出来。这些项可以通过使用合适的EMC工程判据和性能度量按严重程度来排序。完成这个工作之后，可以考虑补救措施来解决电磁干扰问题。此外，矩阵的初始大小可以通过一阶（first-order）工程挑选得到缩减，该挑选包括去除那些大多数情况下不产生麻烦的相

互作用项。当相互作用集减小到零或是某些微弱项（即可忍受范围的危害）的子集时就达到了电磁兼容性。仅那些需要使用精确的电磁兼容工具和辅助分析程序进一步或更精确研究的作用项保留下来。建立相互作用矩阵并实现电磁兼容分析目标的方法之一是使用系统级的程序，如 IEMCAP。

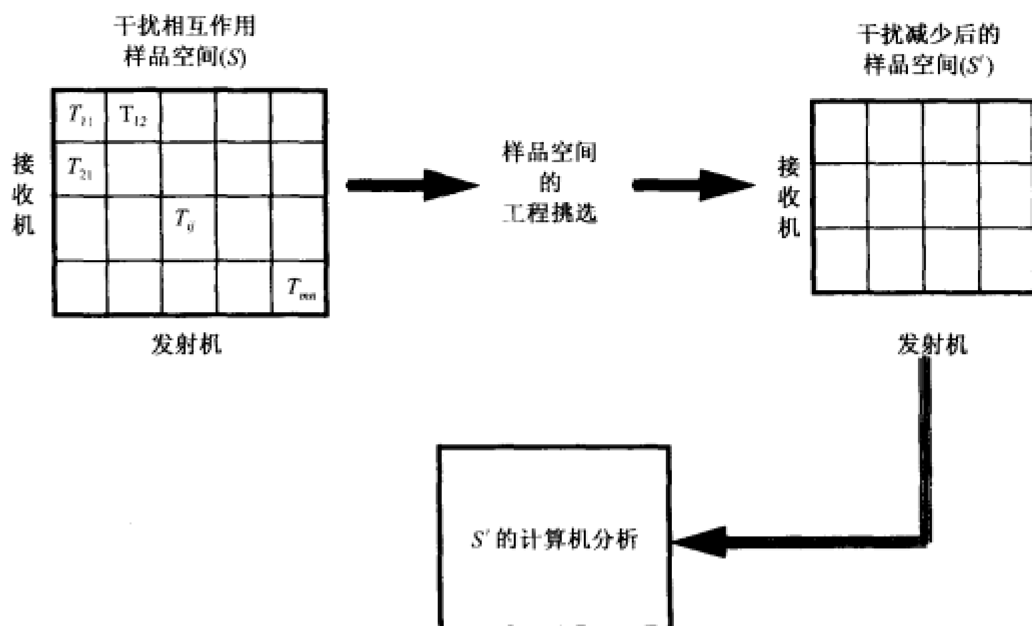


图 13-1　干扰相互作用的减少[2,3]

IEMCAP 程序是一个成功实现全面的、自动化的 EMC 评估方法学的例子，EMC 自动评估法包含了最坏情况（即保守的）建模和分析基本原理。IEMCAP 可以分析许多典型的耦合模式和机制，并且提供了对复杂系统进行分层的自顶向下方式的建模能力。该软件持续广泛使用于复杂系统 EMC 研究，并且在某种程度上认为是建模和分析应用领域的政府和工业界标准。然而，其他的可类比的 EMC 分析程序也可引述来以相似的方式进行目前的讨论。应该指出的是，为这种情况引用 IEMCAP 或任何其他的 EMC 分析工具并不是有意来支持这些程序。然而，IEMCAP 或者本章里专门引用的任何程序仅是作为代表性的、候选的工具进行讨论，它们强调了全面 EMC 分析方法的重要方面或特征。 336

本章的后面部分我们会研究 IEMCAP 程序的某些方面来说明与目前讨论相关的关键概念。我们将只突出 IEMCAP 程序及几种其他程序的少数功能。首先，应用于 EMC 分析的各种物理及求解方法的简单评述与一些广泛使用的基于计算机程序的列表一起给出。

13.3.1 建模技术、物理系统及求解方法

有各种类型的计算机软件可用来建模、仿真和分析复杂的电磁问题。不管使用的是什么程序或计算方法，所应用的工程理论和物理系统从根本上是基于积分或微分形式的麦克斯韦方程组。对于一个给定的问题选择合适的数值建模软件和物理模型是由若干判据决定的。它们是：(a) 所求解问题（即计算大型复杂结构总的系统耦合作用及分析小电路或器件端口的“本地”干扰）的类型和复杂度；(b) 要求的建模准确度或分析精度相对于物理、建模技术或软件程序内在的限制；(c) 所求解问题是否包含开放或闭合的几何体及边界或其他建模上的细微差别，这可能强化或者减小了某些计算方法的使用。这些判据并不是全都包含的。确实，在选择一种计算技术而不是另外一种时，在逐个案例中经常会有额外的因素需要考虑。这里我们不会把重心放在由于决定应用何种计算方法而引起的所有的因素和考虑上，因为最后的决定往往因特定的系统、问题或应用而不同。

从最一般意义上来讲，物理系统可以分为基于频域或时域两大类。这两大类可以进一步细分成处理由理想导电（PEC）光滑表面表示的系统拓扑的方法，或者是由基本细线、小的 n 边多边形面或是多面体组成的网格。还可以进一步地扩展和细分这些方法，从而把某些额外的建模约束条件和拓扑变化考虑进来。这些包括：电尺寸；负载或非理想导电色散层的指标以及其他介质材料属性（均匀性、各向同性）；导体形状及材料层的数量；包括波导状结构在内的闭合或开放的几何体；静态或准静态场源的存在；稳态与瞬态激励与响应；以及其他的拓扑、材料和电参数。依赖于上面的这些考虑，这些方法中的每一个具有一些优点，而在某些情况下又可能是缺点，所以要合理地以独立或组合的方式应用这些方法以研究一个给定电磁问题的不同方面。

337

现存在相当广泛多样而又互相补充的计算方法以供 EMC 分析师使用。下面给出的是最常使用方法的详尽的列表。

这里将不对各种方法进行详细的描述。我们将着重叙述适用于某假设的复杂系统 EMC 分析方案的若干代表性方法。在表 13-1 中对计算方法、物理系统及求解器进行了总结[4-6]。

很明显，依据问题和分析目标可以选择很多计算方法。在表 13-1 中列出的方法只给出了一部分，然而也是相当广泛的。还有其他的方法和解法并未在此详细讨论，留给读者作为研究练习。这些包括多分辨率技术（MRT）、有限积分技术（FIT）、递归格林函数方法（RGFM）以及使用偏微分方程求解的理想匹配层方法（PML/PDE）。

表 13-1 物理系统和方法

方法/系统/技术	描述/评论
	通用目的或常用方法
边界元方法（BEM）	BEM 方法（与 FEM/A 方法类似）起源于结构力学领域。它是一种使用网格单元求解偏微分方程组（PDE）的加权余量技术。本质上是矩量法，其扩展和加权函数只在边界表面上定义，即：只在感兴趣的边界域上要求离散化。如果边界域是一个容积的内表面或外表面，那么只有表面剖分成网格单元。BEM 方法较其他方法的计算优势是相当大的。它对低频问题尤其有用。该方法使用最简单的单元，它应用起来也相对容易，并且灵活有效。它对直流（静电）和交流（电磁场）问题最适用。大部分的通用目的的矩量法建模程序使用边界元方法。电子工程师趋向于使用更通用的术语*矩量法*来描述该技术的实现。然而，在电子工程师之外，术语*边界元方法*和*边界积分元方法*是常用的
有限元建模/分析（FEM/A）	这个方法起源于结构力学工程原理，它对磁学和静电学里的复杂非线性问题应用网格单元求解 PDE。相对于表面积分方法只要求对表面进行剖分，FEM/A 方法要求对结构的整个体积进行剖分。然而，每个网格单元可以与邻近的其他单元具有完全不同的材料特性。一般地，FEM/A 方法擅长于对复杂非均匀结构进行建模，但对于无边界的辐射问题的建模，该方法并不如矩量法有效。该方法要求把一个域离散化成一些小的均匀的子区域或网格单元，再应用给定的边界条件使用线性系统的方程组进行场求解。模型包含了器件尺寸、材料常数、激励和边界约束等信息。在存在几何细节的地方网格单元可以很小，其他地方则可以较大。在每个有限单元里，假定场值只有简单的（通常是线性的）变化。单元的角称为节点。FEM/A 方法的目标是确定节点处的场值。大部分的 FEM/A 方法是变分技术，对关于真实解已知为不变的表达式进行最小化或最大化。一般地，FEM/A 方法通过最小化能量值来求解未知的场值。只要它可以表示成 PDE，它就适用于广泛的物理/工程问题和频率
矩量法（MoM）	这是基于加权余量方法的数值技术。尽管加权余量方法既可以用于积分方程也可以用于微分方程，但它与表面积分方法含义相同。矩量法技术应用细线网格近似，或使用理想导电（PEC）平面单元，该单元的尺寸一般在 $0.1 \sim 0.25\lambda$。它最适用于分析电小到中等尺寸无边界辐射问题，并擅长分析 PEC 结构和均匀电介质。在一些矩量法公式中，线段可加载或定义成非 PEC 类的。电磁场通过线网格电流和面元的面电流密度来计算。一般地，该方法对于分析复杂非均匀几何体不是很适用
几何绕射理论/一致绕射理论（GTD/UTD）	UTD 是 GTD 方法的扩展。这些方法是高频方法。只有当所分析的物体尺寸相对于场的波长是电大的时，这些方法才是精确的。一般地，当电磁激励的波长趋近于零时，场可通过几何光学法（GO）来确定。UTD 和 GTD 是 GO 方法的扩展，它们结合了电磁结构的直射线、反射、绕射和多径传播的效应。绕射是高频的局部现象。所以，绕射波在边沿、角和表面的特性可以通过简单的标准问题精确解的渐近形式来确定。例如，一个尖锐边缘的绕射问题可通过考虑无限楔形的解的渐近形式来求解。GTD 和 UTD 方法在 GO 射线上增加了绕射射线以获得改善的精确场解的估计值。规则问题包括那些由简单物体，如有盒盖的直圆柱体或椭圆柱体、椭球体、N 边平板、圆锥体、截锥体、球体等构成的物体。一些公式允许把规则几何建模单元定义成非 PEC 型

338

（续）

方法/系统/技术	描述/评论
	通用目的或常用方法
传输线方法（TLM）	这是一个适于求解场问题的一般数值仿真方法。它属于普通类差分时域数值建模方法。其性能与FDTD方法类似。FDTD分析在时域中进行，整个分析区域被网格化。基本的TLM方法是获得一个离散模型，然后再通过数值方法精确求解。只在离散化阶段引入了近似。对于电磁系统，离散模型是通过用传输线网络填充空间来形成的，传输线上的电压和电流给出了电场和磁场的信息。传输线相交的点称为节点，3D情况最常用的节点是对称密集节点。附加元件，如类传输枝节可以加到节点中去以便可以表征不同的材料特性。然而，替代交织的电场和磁场网格的是建立单一的网格，这个网格的节点通过虚拟传输线互相连接。在每个时间步，电压脉冲从每条传输线入射到节点。这些脉冲被散射产生一系列新的脉冲，成为下一个时间步邻近节点的入射信号。在源节点上的激励通过这些传输线在每个时间步继续传播到邻近的节点。这些枝节通常为网格间距长度的一半，并且其特征阻抗与所希望的负载量相适应。损耗媒质可通过在传输线方程里引入损耗或在节点上加载有损枝节来建模。吸收边界在传输线方法中的网格里很容易构建，只要在每个边界节点传输线终端加载特征阻抗负载即可。散射矩阵决定了入射脉冲和散射脉冲之间的关系，它设成与麦克斯韦方程组一致。使用TLM方法的优点与使用FDTD方法的类似，很容易对复杂、非线性材料建模。系统的脉冲响应和时域行为可以明确地确定。此外，与FDTD类似，该方法适于在大型并行机器上实现。FDTD方法的缺点该方法也有。主要的缺点是体积大的问题必须使用精细网格，需要过多的计算量。然而，TLM方法和FDTD技术功能都非常强大而且被广泛使用。对于许多类型的电磁问题，它们是仅有的实用分析方法。是否使用TLM或者FDTD技术很大程度决定于个人。很多工程师发现TLM方法的传输线模拟更直观，更易用。另一方面，其他工程师们更喜欢用FDTD方法，因为它简单、直接求解麦克斯韦方程组。传输线方法需要更大的每节点计算机内存，但是它能对复杂边界几何体更好地建模。这是因为在每个边界节点上电场和磁场均被计算
时域有限差分法（FDTD）	该方法在给定边界条件下使用网格技术求解PDE。在与时间相关的PDE中，差分可在空间和时间中都使用（即FDTD），或者在给定频率下仅对空间位移分量使用（FDTD）。FDTD技术也要求对整个体积进行剖分。通常，网格必须是均匀的，所以网格密度由结构的最小的细节部分来决定。不像大部分的FEM/A和MoM方法，FDTD技术非常适于瞬态问题的分析。时间步进一直进行到得到稳态解或想要的响应。在每个时间步，用来更新场分量的方程是完全显式的。不需要求解系统的线性方程组。需要的计算机内存和运行时间与建模体积的电尺寸和网格精度成正比。因为基本的单元是立方体，所以散射体上的曲面必须台阶化。对于许多结构，这不是什么问题。然而，对于有棱的、尖锐边缘的结构，适当的台阶化近似可能要求非常小的网格尺寸（0.1～0.25λ边缘尺寸）。这会大大增加问题的计算量。引入具有非矩形单元的表面共形FDTD技术来缓和该问题。与FEM/A方法类似，FDTD方法非常适合于对复杂非均匀结构进行建模。此外，许多FDTD的实现对于无边界问题的建模确实比FEM/A程序更优越。所以，FDTD技术经常用于对无边界复杂非均匀结构建模

339

（续）

方法/系统/技术	描述/评论
	通用目的或常用方法
时域有限体积法（FVTD）	该方法是FDTD方法的扩展，它允许网格内的每个单元可以是任意形状。频域结果可通过对时域结果进行离散傅里叶变换而得到。这需要额外的计算，但宽带频域分析可通过对系统的脉冲响应做变换而得到。FVTD（和FDTD）方法广泛地应用于RCS分析中，尽管它们已经应用于广泛的电磁建模问题。灵活性是它们的主要优点。当任意信号波形在复杂导体结构、电介质以及有耗非线性非各向同性的材料内传播时，它可以被建模。另一个优点是它们很容易在大型并行计算机上实现，尤其是矢量处理器和单指令多数据的机器。唯一的较大缺点是对于某些结构问题的尺寸很容易变得难处理。网格分辨率通常由模型的最小结构的尺寸决定。网格的体积必须足够大以便能包含整个物体及近场的大部分。包含小的复杂几何体的大型物体可能需要大量密的网格。如果是这种情况，那么其他的数值技术可能比FVTD（或FDTD）方法更有效
射出跳弹射线法（SBR） 物理光学法（PO） 物理绕射理论（PTD）	该高频方法是基于把大量的射线从发射机位置"射向"由接收机组成的给定几何体。射线射出时并未考虑接收机的位置（不像UTD或GTD方法）。这些射线遵守反射定律从反射平面表面（即小平面）反弹开。因为没有搜索特定的射线路径来决定局域最小值、最大值或弯曲，所以每条射线的路径可以相对很快地找到。比用GTD可以考虑更多的射线，但是每个SBR射线可以更快地计算，因为对于整个地由平面表面组成的几何体，射出和反弹过程都是非常直接的。使用SBR方法得首先计算特定点的初始场值，因为并不能确保所有重要的SBR射线都通过那个点。必须使用包围那个点的一个收集区，然后使用通过这个区域的射线来确定场强大小。单跳PO加上PTD的贡献和多跳几何光学射线的贡献都包含在计算中。这些联合方法可适用于平面的频率选择表面（FSS），它们有不同类型的阻抗边界条件和复杂的材料特性（如非理想导电的涂层、板层或分层）。最近的研究导致了非平面和更高阶的表面处理方法的发展
几何光学法（GO）	几何光学法应用了光波通过光媒质传播时的精确射线追踪方法。该方法考虑了散射、反射和边缘畸变的现象和效应
共轭梯度方法（CGM）	共轭梯度方法也是基于加权余量方法。概念上讲它与传统的矩量法非常相似。该方法有两个特征通常不同于其他矩量法。第一个是加权函数使用的方式。第二个是求解线性方程系统的方法。传统矩量法利用另一个函数（称为均衡积）来定义一个加权函数的内积。CGM使用内积的一个不同形式叫做希尔伯特内积，它用到了实数和复数加权函数的复数共轭。当使用复加权函数时，均衡积是一个复数量，所以不是一个有效的范数。在这种情况下，首选希尔伯特内积。传统矩量法和共轭梯度方法之间的另一个较大的差异是这些方法导致的用来求解大型系统方程组的求解方法。传统的矩量法通常使用高斯－约尔当方法或其他直接求解程序。直接求解方法在给定计算次数（N次或未知）下求解系统的方程组。共轭梯度方法使用迭代求解程序。该程序叫做共轭梯度法，可应用到系统方程组中或直接应用到算子方程中。当应用到大型稀疏矩阵时迭代求解程序，如共轭梯度法是非常有优势的

340

（续）

方法/系统/技术	描述/评论
	通用目的或常用方法
混合方法	没有哪一个方法能很好地适用于所有的（或者甚至大部分的）电磁建模问题。大部分的矩量法不能对不均匀非线性介质进行建模。有限元法不能有效地对大型辐射问题进行建模。GMT 和 UTD 不适合于小型复杂结构或要求精确求解面电流或线电流的问题。不幸的是，大部分的实际印制电路板辐射模型具有所有这些特征，所以不能用这些方法中的任一个来分析。被许多研究者采用过的一种求解方法是把两个或多个方法结合到一个程序中。每个方法都应用于问题的最适合的区域。在这些区域间的界面处强加上合适的边界条件。通常，表面积分技术如边界元方法会与有限元方法如 FEM/A、FDTD 或 TLM 方法相结合。文献中描述了若干个混合方法的成功实现。到目前为止，还没有一种可用的混合方法能对印制电路板的辐射问题进行很好的建模。这是由于这些方法大部分是用来预测雷达散射截面（RCS）或者其他散射问题，其源离建模的结构通常很远。最广泛使用的混合方法也包括 MoM/GTD/FDFD/特征矢量法、MoM/PO、FEM/MoM 和 MoM/MMP。若干个这些混合方法的频域和时域版本已经用某些 CED 代码实现了，该代码使用 FFT 和逆 FFT 方法把时域结果和频域结果联系了起来
广义多极子方法（GMT-MoM）	广义多极子方法是一个分析电磁问题相对较新的方法。它（如同 MoM）是基于加权余量法的频域方法。该方法是独一无二的因为其展开函数是与强加有边界条件的表面有一定距离的源产生的场的解析解。矩量法通常采用展开函数来代表存在于边界表面上的量如电荷或电流。GMT 展开函数是对应多极子源的球面波场解。通过在离边界较远处放置这些源，场解在边界上形成了展开函数的平滑集，避免了边界上的奇异性。和矩量法一样，导出并求解一个系统的线性方程组以确定最优解的展开函数的系数。因为展开函数已经是场解了，没有必要做进一步的计算来求场。传统的矩量法先求解表面电流和/或电荷，然后在整个表面上积分这些量来求场。这个积分在 GMT 求解中的任意阶段都不是必需的。GMT 处理电介质边界和导电边界的方法有一点不同。使用相同的多极子展开函数。由于这个原因，在具有多个电介质和导体的结构建模上，GMT 通用目的的方法比一般目的的矩量法更容易。另一方面，矩量法采用了针对特定类型的结构（如细线）优化的展开函数，在对特定类型问题的建模上更有效。在过去的十年里，GMT 已经用于各种电磁结构，包括电介质体、波导障碍物和理想导体散射。该新方法的研究和新发展还在继续。最近的较大的发展包括细线建模能力的增加和对称结构建模的“环极子”（ringpole）展开函数
多个多极子方法（MMP）	MMP 实际上是起源于 GMT 方法的基于代码的技术。它是数值场计算的半解析方法。本质上，场是由一系列的基场扩展而来。每个基场是均匀区域中场方程的解析解。基场的幅度由广义点匹配技术来计算，该技术是相对有效、准确和健壮的。由于它与解析解的紧密相关性，当要求精确可靠解时，MMP 是非常有用而且有效的
离散边界保守频域方法	该方法使用非数值和准离散公式，提供了有用的近似和保守或最坏情况的分析结果。基于该方法的大部分的计算方法是在频域。这个类中的许多公式计算结果是基于实部（幅度）的量

341
342

（续）

方法/系统/技术	描述/评论
	通用目的或常用方法
频域有限差分法（FDFD）	尽管从概念上讲 FDFD 方法与 FDTD 方法类似，但从实用的观点出发，它更接近于 FEM/A 方法。如同 FDTD，该方法起源于麦克斯韦旋度方程的有限差分近似。然而，这种情况下采用了这些方程的时谐形式。因为没有时间步进，所以就不需保持网格间隔均匀。因而最优的 FDFD 网格通常类似于最优的有限单元网格。与 MoM 和 FEM/A 一样，FDFD 方法形成一个系统的线性方程组。像 FEM/A 方法一样，对应的矩阵是稀疏矩阵。尽管概念上比有限元法简单很多，但对该方法的关注很少而且很少能找到利用该方法的可用代码
部分元等效电路模型（PEEC）	PEEC 是基于积分方程法的。所有建模的结构均被分割成电小单元。一旦等效电路矩阵生成，就可用一个电路求解器来得到系统的响应。该方法最常用于准静态部分电感计算去分析印制电路板的电磁辐射问题。使用 PEEC 法的主要优点之一是它可以在电磁仿真器里增加电路元件从而对集总电路特性进行建模
快速多极子方法（FMM） 自适应积分方法（AIM）	FMM 是一种树型基于代码的方法。它使用位场的两种表示式：远场（多极子）和局部展开式。这两种表示式称作“对偶原理”。这种方法对标量位场进行快速计算，比处理力矢量（如，位的负梯度）更容易计算。FMM 方法的策略在于计算位 phi(x,y,z)的紧凑表达式，可在任意点沿其导数进行求值。它是通过求解位的多个展开式，一种当 $x^2+y^2+z^2$ 很大时的精确泰勒展开式来实现的。AIM 方法辅助迭代求解过程，使其更有效，并且加速了矩阵矢量的乘法运算
快速傅里叶变换双共轭梯度法（BCG-FFT）	BCG-FFT 方法在散射、RCS、瞬态电磁问题、逆问题、频率选择表面和最优阵列处理的应用中非常有用。该方法考虑了 Floquet 理论和自由空间中周期导电贴片的处理。该方法的变种应用了信号处理算法以得到解。BCG-FFT 在求解 FEM/MoM 方法产生的复杂矩阵方程时尤其有用
细线时域方法（TWTD） 时域矩量法（TDMM）	它是时域中传输线方法和矩量法细线法的变种。该方法基于积分方程法
混合集总电路 & 准传输线方法	这是集总电路和传输线方法的混合方法。传输线公式适当修改以考虑三维微波应用中集总电路特性
矢量抛物线方程技术（VPE）	VPE 方法用来分析雷达和无线通信系统中无线电波的传播问题，该方法是新的强大的技术，已经成为处理传播的晴空和地域效应的主要工具。该技术对工程师和研究人员分析无线通信系统中的散射和导行问题非常关键
伪频谱时域方法（PSTD）	PSTD 把谱域技术应用到不同的电磁边值问题。使用基本概念和方法可以容易地求解复杂问题

343

如表 13-1 中所述，有些方法是非常有针对性的，适合于一类特定的问题。另一些方法认为更通用和常用。例如，有限差分和体积方法在建模和分析空气中或存在色散或电介质媒质的有边界的结构中（如腔内问题）三维电磁波传播问题时非常有用。时域有限差分方法可用来研究波的传播及二维几何体的散射问题。波及平滑表

面电介质体的问题最好使用多极子方法，某些情况下也可使用矩量法。部分元等效电路方法在研究混合或印制电路板、线缆、电子屏蔽电磁问题时非常有用。其他方法用来有效建模和分析带有或没有电介质的高频天线结构。而其他方法，正如它们名字所表明的，处理二维和三维多层非理想导电材料层及其他类型的频率选择表面的能量传播和散射问题。每个方法都认为是非常强大的，尽管存在一些内在理论的局限或适用范围上的限制。附加的有针对性的建模和计算方法基于进化体（body of revolution）和旋转体（BOR）方案，利用了问题的对称性从而更易于形成和分析复杂计算模型。

344

最常用的用于通用建模和仿真应用的有代表性的方法包括：MoM、FEM/A、高频射线追踪方法类（GTD/UTD、SBR、PO 和 PTD），混合集总电路和准 TLM、混合 MoM/GTD、MoM/PO、FEM/MoM、MoM/MMP 和离散/边界/保守方法。后者是典型地用于执行大部分类型的最初 EMC 分析用的。其中的一些方法在本章的后半部分会进一步讨论。

当前针对高级计算电磁（CEM）技术的研究和发展正努力开发出新的、精确的方法以及现有方法的混合来扩展在一个仿真中建模的问题的范围。这些也包括遗传算法和人工智能或基于知识的方法（knowledge-based approach）的应用来提高建模和仿真工作的效率。正如前面所述，我们将着重讲述上面列出的一些方法来说明它们对于电磁场计算机建模和实际问题解决任务的适用性。接下来，我们给出了一个关于电磁场分析程序和基于计算机工具的简单概括，这些程序和工具可以从政府、工业界和学术领域获得。

13.3.2 电磁场分析和预测程序

下面给出了部分但非常广泛的计算工具和基于计算机的方法的列表，它们把 EMC 数据库和案例历史文件链接到决策工具。对于给定的建模问题工具的选择取决于所建模问题的类型、要求的精度以及计算的灵敏度值。一个或者多个这些电磁场代码可用于一个给定的问题。需要注意的很重要的一点是：除了 EMC，这些程序还可用于建模和分析不同的其他电磁现象和效应例如：单站和双站雷达散射、散射截面、高强度射频、高功率微波、超宽带短脉冲、雷电、静电放电、近场辐射威胁、天线干扰、接收机性能降级等。EMC 计算工具、计算机辅助技术和指标程序自从 20 世纪 60 年代末期就开始出现了，其中现在仍然使用的有：

- 系统内电磁兼容分析程序（IEMCAP）
- 指标和 EMC 分析程序（SEMCAP）
- 舰船 EMC 分析（SEMCA）
- 共址分析模型（COSAM）

- 干扰预测处理（IPP）
- 发射机和接收机设备研制（TRED）
- 非线性电路分析程序（NCAP）
- 雨雪静电干扰（P-STAT）
- 数值电磁场代码 - 基本散射代码（NEC-BSC）
- 数值电磁场代码 - 矩量法（NEC-MOM）
- 飞机图形化天线间传播（AAPG）
- 线缆模型（XTALK、FLATPAK、SHIELD、GETCAP、WIRE 等）
- 电磁兼容频率指配（EMCFA）
- 用于复杂系统分析的通用电磁模型（GEMACS）和 GEMACS 用户图形辅助（GAUGE）/模型编辑器（MODELED）

- 电磁工程环境（EMENG）
- 电磁兼容预测程序（EMCP）
- MiniNEC
- Apatch
- Xpatch
- Carlos-3D

我们将简单地回顾一下其中一些程序的特性从而说明它们在求解 EMC 问题时的效用，也使读者对其性能有一个充分的理解。对这些程序所描述的许多特性一般可应用于所列的其他工具。基于此，我们不会描述这些程序的全部特性、工程模型及详细的假设条件。我们从 IEMCAP 开始。IEMCAP 程序是由麦道公司为美国空军研制的。它用来对系统内 EMC 问题进行建模和分析。该程序是用 ANSI 标准 FORTRAN 语言写成的，可在所有虚拟的计算平台上运行。IEMCAP 程序用来对复杂飞机、航天器、导弹和地面系统进行频域建模。它应用离散模型并计算保守（最坏情况）的电磁兼容性能系数。IEMCAP 用来进行基本的 EMC 调查和评估舍弃的影响以及自动确定假定条件下的设计折中的效果。IEMCAP 分析的结果可用来指导 EMC 测试和测量程序。该程序是最知名、最广泛使用的 EMC 程序之一。它是现在仍使用的复杂系统评估的系统级建模及仿真工具的典型代表。

该程序允许定义发射机和接收机以及它们的工作特性。发射机和接收机端口类型包括射频、信号及控制、直流或交流电源、电爆器件以及设备。IEMCAP 里的端口可定义成线缆、天线或设备辐射器。一个端口可进一步定义成具有电磁能量的发射机和/或接收机，因此，一个射频端口可以代表一个射频发射机也可以代表一个射频接收机。程序考虑了各种耦合模式，例如天线 - 天线、设备外壳 - 外壳、线 - 线、天线 - 线以及外部场 - 端口。该程序计算模型中的发射接收机之间的功率耦合传输

函数。它也考虑作为频率函数的滤波器和线缆的损耗以及飞船内的和地平面的衰减，也可考虑计算得到的和用户指定的频谱电平。飞船内的损耗依据对理想导电平滑柱体、椎体及平板组成的简单几何结构的改进的高频几何绕射理论射线追踪法进行计算。程序融合了保守频域数学模型来表示频谱和计算功率传输函数（T_{ij}项）。

正如在传统的EMC方法中，分析使用IEMCAP描述所有的存在潜在非想要信号耦合的端口。IEMCAP计算有意端口的EMC，例如引导要求的功率和信号波形的天线和连接引脚。它也可以计算非有意端口的耦合如设备壳体的耦合。对于非有意端口的能量，IEMCAP默认使用美国军用标准极限值或利用用户定义的带外极限值和寄生谐波电平。它计算离散频率点上端口-端口的EMC性能系数，并计算在一个给定的范围内整个辐射环境对每个接收机的累积效应，从而提供系统EMC总的保守的度量。这些性能系数分别计成单点的和综合的EMI裕度。当预测问题区域后，可以应用更精确的计算机工具和方法来验证问题的范围以及它们对应的解。例如，这样的工具包括GEMACS、NEC-BSC、NEC-MOM和线缆模型。

346

GEMACS程序由BDM公司和高级电磁学会为美国空军而研制的，它采用了矩量法（MoM）、几何绕射理论（GTD）、频域有限差分法（FDFD）和混合技术来预测电磁场散射、耦合及腔体场传播效应。GEMACS中的矩量法和几何绕射理论部分在很多方面分别与NEC-MOM和NEC-BSC类似。与IEMCAP类似的程序提供的很粗略的预测相比，GEMACS以及NEC系列程序可用来得到更精确的结果。

线缆模型包由肯塔基州大学为美国空军研制，它是由八个独立的程序组成，这些程序可以用来计算在一段具有或没有电介质材料的直的圆形束或平的带状线束中线到线的耦合。线缆允许指定严格的线间距和尺寸。线缆模型的一个子集也预测场到线的耦合效应，可用来分析或指定线缆屏蔽要求。另一个子集可用来计算线缆束的广义传输线电容和电感矩阵。这些矩阵接着可用作其他线缆模型程序的输入项。

另一个对EMC分析非常有用的可研究接收机非线性效应的专业程序是NCAP。它是由美国空军自己研制的，可计算弱正弦信号输入时的非线性传输函数，从而来分析射频接收机中的增益压缩、互调、减敏和交调效应。NCAP在其模型库中包含了大量的无源和有源器件模型并且考虑了真空管和半导体技术器件。

许多程序仍然在修改当中，计算性能也在不断提高。这样就产生了新的程序版本。例如，一些提高已经在GEMACS中实现了，它提供了多柱体的建模、表面电介质和复合贴片的建模以及在输入建模性能和用户特性上的对应扩展。

为了响应用户的需要，最近几年美国空军也对IEMCAP进行了改善以提高其性能[7-9]。这些提高包括更精确的频谱建模技术；改善的输入测试数据能力（带内和/或带外）；扩展的频率范围（直流到50GHz）；自动频率表产生及提高的计算综合EMI裕度的精度。此外，开发了非均值功率敏感度模型以便将来合并到对能量、上

升时间、峰值幅度敏感的接收机的程序。另外以提高在 SHF/EHF 范围内场到线的模型精度的增强也加入其中。同时还开发了补充的程序与 IEMCAP 接口对计算结果进行操作，以便进行数据缩减、总结报告和图形表示[10]。这些程序可以使 EMC 工程师更容易地查看 IEMCAP 的输出，并一眼就能查明潜在的干扰情况。这些交互项可以分离出来并给出其详细信息。这些程序提供输出矩阵、数据提取、显示最短（飞船内的）耦合路径的天线位置图、基于 IEMCAP 输入和计算值的曲线图（例如，EMC 裕度和接收信号与敏感度的比作为频率的函数）。这些修改对限定的实现和应用进行了开发。

347

上面列出的一些功能实际上代表了一系列基于计算机的指南、程序和案例历史的数据库，它们可用来支持系统设计、逻辑和安装决策任务。本章并不试图追述这些程序的功能或版本历史的变动，因为计算机工程总的说来是一个持续变动的过程。了解到这些程序和功能大多有最近的版本，可直接从产品开发者或其销售商和技术服务提供者那里获得即可。这绝不是一个完整的功能列表。

除了上面提到的程序，其他专业的工具也可从各种商业途径获得。表 13-2 列出了其他的电磁场软件和它们的基本特性。这些程序可在大部分的计算机大型机、小型机、个人计算机及工作站上运行。列出的内容仍然仅是一部分，并不完整。而且，只总结了一般的特性（如适用性、物理理论基础）。需要强调的是我们并不支持这些代码，而引用这些代码是出于信息和参考的目的，只是为了使读者知道现存的和为 EMC 分析应用而获的产品。

表 13-2 其他的电磁场分析和预测软件

软件/适用性	公司
MagNet——处理电、磁和涡电流分析	Infolytica
Maxwell 3D 工程软件（包括 SI Eminence）——处理电、磁、涡电流和微波分析，可链接到 Spice CAD 建模能力	Ansoft 公司
MSC/Magnum 和 MSC/Maggie——处理电磁场分析	MacNeal-Schwendler 公司
Petfem——处理电磁场分析	Princeton Electro-Technology 公司
WEMAP——处理电、磁、热和涡电流分析	西屋电气公司
ANSYS——处理结构和机械设计，并具有磁场分析能力	Swanson Analysis Systems 公司
IDEAS——处理基于 FEM/A 的热、结构、电和磁的分析	Structural Dynamics Research 公司
Magnus——处理磁分析	Magnus 软件公司
TSAR——处理时域有限差分（FDTD）电磁分析	美国 Lawrence Livermore 国家实验室
XFDTD——处理时域有限差分（FDTD）电场分析	REMCOM 公司
FLUX——处理电和磁的分析	Magsoft 公司
MARC/MENTAT——处理基于 FEM/A 的无界静电和静磁问题	MARC 分析公司
PE2D，Carmen 和 Tosca——处理电、磁和涡旋电流分析	Vector Fields 公司

（续）

软件/适用性	公司
Stripes——使用 3D 时域传输线建模（TLM）技术的处理计算机辅助工程（CAE）和电磁分析	KCC 公司
EMFIELDS-3D，EMFIELDS-2D，ENEC 和 EMIT——处理 2D 和 3D 时域有限差分（FDTD）和矩量法/线格建模和分析	Seth 公司
Motive，XTK，Quiet，PDQ，TLC——使用边界元、时域有限元和传输线技术，共同地进行 PCB 板布线和设计的电磁建模和分析	Quad 设计
EMA3DF，EMA3D，EMA3DCYL，EMAEXT 和 EMAFDM 及其他——基于时域有限差分法（FDTD）共同地进行电磁分析（可用于 PCB 板和设备、机身结构和天线辐射器）	Electromagnetic Applications 公司
MAFIA——处理基于有限积分法（FIA）的电和磁分析。MAFIA 联合几个模块适合静态、高、低频或带电粒子	苏黎士工业大学，瑞士
CST MICROWAVE STUDIO 在高频应用中可以替代 MAFIA	Computer Simulation Technology，德国
EMIT——处理基于通用的全波 3D 电磁求解器的 PCB 板到天线结构的 EMI 和辐射分析	Altium，一个 IBM 下属公司
包括 EMC Advisor 和 CAD 工具包的高性能工程套件——处理基于传输线和时域建模方法的 PCB 板电磁建模和分析	Recal-Redac 公司
em™——综合 SPICE 模型，进行用在 PCB 板布线中复杂电路集总模型的电磁分析	Sonnet Software 公司
LC——基于 3D FDTD 算法的高速互联设计的仿真工具。这个代码是商用的，但对 Cray 和 SGI 平台可以免费获得	SGI 公司
FEKO——进行涉及 3D 空间中的任意形状物体的各种场计算。其基础为应用 MoM 理论。对电大金属表面，可采用 PO 和/或 UTD 近似，提供了混合求解方法	EMSS 软件与系统公司，南非
MEGA——处理电、磁和涡电流分析	巴斯大学，英国

* 声明：由于开发商的合并和收购，这里提到的一些商业软件可能会有改变。然而按其产品和销售商名称列出的大部分程序，从 20 世纪 90 年代中期就可获得，仍然可以用此处给出的名字获得。

从表 13-2 可以看出大量的工具是基于 FEM/A、FDTD、TLM、BEM 和 MoM 方法的。例如，许多分析人员在时域或频域中使用 FEM/A 和一定程度上 MoM 方法来分析低频静电、准静电和动态变化的电磁场效应。这种情况下，表面网格根据描述几何结构问题、合适的边界约束条件和激励的精确定义的一列规则而产生的。FEM/A 工具的例子有 MacNeal-Schwendler 公司的二维/三维电磁场分析系统

(EMAS)；集成工程软件公司的边界元程序系列［Electro（2D）、Coulomb（3D）、Magneto（2D）、Amperes（3D）］，可对线性、非线性和永久磁性材料效应进行建模；以及 Ansoft 公司的有限元软件（Maxwell 2D/3D）。

TLM 和 BEM 方法使用了类似的定义，它们通常用来研究线缆、迹线或传输线的辐射发射和对入射电磁场的敏感度。如在前面讨论过的，FDTD 方法对在具有或者没有电介质加载的二维和三维导电媒质中的电磁波传播进行建模。

348 ~ 349

总的来说，许多人认为这些方法，也许再加上 UTD 和 GTD，代表了计算电磁建模和仿真的“核心”。在历史上，这些技术从根本上是把麦克斯韦方程组应用到在直角坐标系、柱坐标系或者球坐标系定义的三维导电体而导出的。诸如 MoM、BEM、FEM/A 等方法是应用分离变量法导出的。相应的数学表达式变成一列瞬态方程组，从它可以进行求解。这样的方程组使用矩阵进行处理，形成当今基于计算机的计算和求解方法的基础。

读者应该注意到，电路求解程序如 SPICE 系列仿真软件也可以用来支持 EMC 分析任务。SPICE 可用来分析电路的直流、交流稳态、瞬态以及微波信号的响应。虽然这些本质上并不认为是 EMC 工具，但它们经常用来研究传导 EMI 效应等，它们是嵌入的电路，内部连接器和印制电路板对入射到系统或子系统的响应；电流回流路径和局部电压累积；其他内部腔体耦合效应，包括辐射到传导感应到在内部导体和电路线上的噪声信号。电路求解器的使用当然是复杂系统“端到端”EMC 评估的自顶向下和自底向上方法的重要方面。这方面将在本章的后面进一步讨论。

最后要重申还有许多软件我们没有提及，其中一些是上述软件的 2D 变体和 3D 扩展。例如，除那些上面提到的之外还有许多静电场求解程序，包括 Fasthenry、Fastcap、Fastlap、Flux2D 和 Flux3D。其他 2D 求解程序包括 SUPERFISH 和 Quickfield。除已列出之外，TLM 求解程序还有 Microwave Explorer 和 EM。其他的 3D 全波求解程序包括 MaxSim-F、EMAP、HFSS 和 IE3D，这些程序中的一些是通过大学研究开发出来的，可以免费获得。这里没有提到的其他程序是由商业公司开发供内部专有使用的。通过这个讨论，读者可以看到无数的程序、功能、工具和技术可以应用来进行计算电磁问题的求解！关于其他可从政府、工业和大学机构获得的电磁程序的信息可以在如下网址：http://emlib.jpl.nasa.gov/EMLIB/files.html 和 http://aces.ee.olemiss.edu/找到。

13.4 自动化的系统级 EMC 分析过程描述

迄今我们讨论了复杂系统全面 EMC 评估方法的基本原则和一般方面，回顾了分析人员可用的各种计算电磁方法。由此引出应用计算工具和技术进行 EMC 分析和其

他类型的电磁仿真的讨论。我们现在使用IEMCAP描述复杂系统自动化的EMC评估 350 过程的应用，当然也可以使用其他几个类似的工具。

如前所述，IEMCAP仿真软件很适合用来讨论采用计算机工具进行复杂系统的EMC自动评估。像IEMCAP这类系统级仿真软件，能实现如下的EMC分析目标：(a)进行耦合变化的有效评估；(b)在系统设计的早期揭示问题所在，避免系统研制后期昂贵的整改费用；(c)帮助建立针对关键领域的有效和高成本效益的测试程序；(d)为系统全寿命周期配置管理建立基准EMC系统数据库。

回想一下，仿真软件允许定义发射和接收端口（天线、线缆和“收发”设备），以及它们的射频、信号/控制、功率、电暴露程度及设备壳体的工作特性参数。程序能计算天线与天线、设备壳体与壳体、线缆与线缆、天线与线缆、外部场与端口之间耦合模式的功率传输函数。通过快速检查，分析人员可以描述可能有不良信号耦合的所有端口。IEMCAP能够计算导引了所需能量和信号波形的所有有意端口的电磁兼容，也可以计算非有意端口之间的耦合。它计算离散频率点上端口到端口的EMC性能系数，并计算在一个给定的范围内整个辐射环境对每个接收机的累积效应，从而提供系统EMC总的保守的度量。同样，这些性能系数分别计成单点的和综合的EMI裕度。这里重申，我们不会去描述软件所有的功能、工程模型和构成IEMCAP等程序基础的详细假设，而是在讨论复杂电磁系统问题建模和分析的背景下总述其性能。

下面描述用IEMCAP分析系统内EMC分析所需的基本信息。总的说来，这些信息包括系统的几何参数和所感兴趣系统的所有发射机、接收机的列表，包括基带、射频频谱及时域特征；空间分布或位置；相对于系统全局坐标的增益极化和方向图；交互作用的电磁特征。整个模型的数据分类和输入结构的分解示意图如图13-2所示。

我们已介绍了一些关于IEMCAP的背景知识，接下来考虑用它分析安装在一个复杂系统上的多个射频发射接收机的假想例子。讨论中，系统的细节和其他问题的详细情况并不是重点，也不按部就班地描述建模过程，而把精力放在可能导致干扰的射频发射接收端口对上。分析中特别感兴趣的是窄带发射（连续波音）对调谐频率接收机（天线）的耦合，感兴趣范围内的耦合既有带内的（想要的或需要的），也有带外的（不想要的或不需要的）。假定发射机和接收机分别调谐在不同频率，如1200MHz和850MHz，为了简单起见，设耦合传输损耗（T_{ij}项）为定值−60dB（实际上，耦合传输损耗是频率、距离相关的项，计算时应考虑自由空间以及几何路径损耗、天线增益等因素）。用像IEMCAP这样的程序进行这种发射接收对分析所生成的频域计算值（以dB表示）的概括但具有代表性的列表如表 351 13-3所示。下面对这些结果进行定量的讨论。

系统几何结构（公共模型或总体数据）
- 结构尺寸和坐标
- 天线、线缆、滤波器表特性
- 电介质孔径的参数和尺寸
- 环境场特征

子系统信息/设备数据
- 设备 EMC 特性和位置坐标
- 频率表和限值（DC ~ 50GHz）

端口（壳体、线缆、天线）特征
- 相对位置和互连线缆的端接
- 频谱偏移
- 端接阻抗
- 天线视角
- 天线、滤波器、线缆、孔径查找表
- 滤波、屏蔽、接地、信号参考限制

发射源/接收机特征（RF，信号/控制、功率、EED，壳体）
- 有用信号波形参数和调制
- 调谐频率或可调范围
- 最小灵敏度和输出功率
- 适用的 EMC 指标
- 用户数据（带内和/或带外频谱）

线束走线数据
- 线束走线坐标和线段的几何数据
- 长度和离地高度
- 孔径暴露
- 参考地的尺寸

图 13-2 系统内建模层次

表 13-3 基于端口对频率的窄带 EMI 裕度（T_{ij} = −60dB）

频率（MHz）	频率基	发射机频谱电平（dBm）	接收机敏感电平（dBm）	M_p^N EMI 裕度（dB）	m_p^N 绝对裕度
550	R	62I	30	−28	1.6E-03
670	R	64I	30	−26	2.5E-03
750	R	64I	10	−6	0.3
800	E	64	−10I	14	25.1
810	R	65I	−12	17	50.1
849	R	65I	−24	29	794.3
850	R	65I	−30R	35	3162.3
851	R	65I	−24	29	794.3
890	R	66I	−10	16	39.8

（续）

频率（MHz）	频率基	发射机频谱电平（dBm）	接收机敏感电平（dBm）	M_p^NEMI 裕度（dB）	m_p^N 绝对裕度
950	R	69I	10	-1	0.8
1030	R	79I	30	-11	7.9E-02
1100	E	88	30I	-2	0.6
1150	E	100	30I	10	10.0
1199.5	E	120R	30I	30	1000.0
1200.5	E	120R	30I	30	1000.0
1250	E	100	30I	10	10.0
1300	E	88	30I	-2	0.6
1320	R	82I	30	-8	0.2
1600	E	64	30I	-26	2.5E-03
综合裕度 = 38.4dB					

表 13-3 的前两列用相应的标记如“E”和“R”列出发射机（E）和接收机（R）的交叠频率。接下来的两列表示发射机和接收机的频谱电平。回想前面提到的，相互耦合的发射机和接收机并不必需工作在同样的调谐频率，甚至同一个确切的范围，因此，就需要程序计算或插值（I）得到这两列列出的所有交叠频率处的发射机和接收机频谱电平。这样就可对两个端口重合的或者共同的所有频率进行计算。

接下来，在这个一般化的例子中关键性能系数为“EMI 裕度”（dB）和“绝对裕度”。EMI 裕度是出现在接收机端的“接收信号”（即发射电平加上耦合损耗）与接收机给定频率下的敏感阈值限值的比值。当裕度是正值时，表示在调谐频段存在干扰条件（注意本例中的 EMI 裕度计算与广泛接受的“安全裕度”是相反的）。绝对裕度是通过把 EMI 裕度（dB）转换为等效的数值比来计算的。最后，“综合裕度”（dB）是在整个频带有效地综合单个裕度结果进行合成的计算。正如预期的，综合裕度标明端口对的 EMI 状况。这种方法给分析人员明确指出问题的严重性和存在的部位。预测出的干扰区域可用更细致的工具和技术进一步研究。作为分析方法中的下一步，我们将讨论几个这样的工具的应用，尤其是 GEMACS、NEC-MOM、NEC-BSC 和其他的软件。

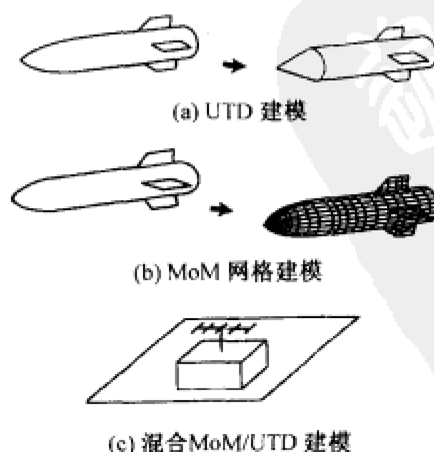
352

我们重新开始，前提是预测干扰状况且已用 IEMCAP 分析确认。此时，工程师可以选择以更准确的建模参数重新运行 IEMCAP 模型，或者选择对硬件进行测量来验证分析结果（假设这种硬件存在或可用）。假如工程分析人员已经细化和重新运行模型，仅发现干扰现在处于裕度区域（marginal zone），但仍然引人关于他的硬件的兼容性状况的残留的不确定因素。这可能是由于在 IEMCAP 中预测建模的保守特性，或是我们的例子中假设了大的衰减因子（程序自动计算这个频率和距离相关项）。然

而，工程分析人员倾向于用其他的软件对问题进行更细致的仿真。这里明智的选择应该是如 GEMACS、NEC-MOM 或 NEC-BSC 等数值程序。当然，其他软件也可考虑。事实上，无论哪种软件都要能对电大尺寸系统以及相关的有更细结构的天线进行建模，这种方法的好处是更准确地计算结构上的传播和耦合损耗。另一重要的优点是，这些软件可在模型中考虑材料属性和频率选择表面，这显著地增加了预测的准确度。我们假设工程分析人员用这些软件之一进行了建模运算，消除了不确定性。接下来我们讨论用这些数字仿真软件对大的、复杂结构建模的几个其他方面，在讨论中，我们不强调物理详细理论或计算方法。将以定性的引导的方式描述计算和数值方法的一般应用，使读者对方法有基本但足够的理解。 353

13.4.1 数值程序外部系统建模

图 13-3 说明了利用像 GEMACS 和 NEC-BSC 之类软件对电大尺寸、复杂系统进行建模的思想。通常，这类软件用于复杂的结构进行建模，如飞机、航天飞机、地面车辆、其他地面设施及其所包含的电磁部件（电器电子设备、辐射天线、传感器、线缆等）。例如，图 13-3a 描述了一个 GTD 建模的例子，即把一些表面光滑的“典型”部件（如良导体平板、圆或椭圆柱、椭球、椎体、墩和封端圆盘等）组合起来近似接近物体实际结构。当结构尺寸接近或超过一个波长时，通常推荐使用基于高频射线追踪技术的 GTD 建模方法。另一个使用 GTD 方法的一般的但实用的规则是：当对具有较大物理尺寸的复杂结构（如飞机）进行建模，而感兴趣的分析频率超过 200MHz 时，这种方法最适用。当然，想要的分析逼真度和计算精度也影响 GTD 方法的选择。 354


(a) UTD 建模

(b) MoM 网格建模

(c) 混合MoM/UTD 建模

图 13-3 典型建模方法

一般而言，高频射线追踪方法如 GTD 和 UTD 用自由空间源和表面安装的辐射器的结构模型来计算各种近区和远区场电磁散射相互作用。这些相互作用包括表面爬行波、物体遮蔽、最短连线路径损耗、边界阴影、边缘绕射、表面反射以及这些效应的结合。初阶和高阶的效应（如多重反射或边界绕射）可以用这个方法分析。如前所提到的，用来表示复杂系统模型的几何物体可涂上或用非 PEC 材料分层来仿真电介质或其他类型的频率选择表面的影响。GTD 描述在 IEMCAP 中应用较为粗略，而在 GEMACS 和 NECBSC 中应用则较为严谨。

图 13-3b 描述了 MoM 方法（FEM/A 方法也可），这种方法用线网格、面网格或导电面元表示电磁结构模型来计算表面电流及其产生的散射场。MoM 尤其是解决外部问题计算电磁学强大而且极其流行的方法。它可用于研究大系统结构的电磁辐射和耦合效应，也可研究天线、微带辐射器和印制电路板的布线。作为一般的规则，MoM 和 FEM/A 技术最常应用在：（a）低频条件下，网格密度是易处理的地方；（b）结构电尺寸不太大时；（c）想要有较高的建模逼近度和预测精度时。MoM 方法分别应用电场积分法（EFIE）和磁场积分法（MFIE）计算在导线和平面中的电流或面电流密度。MoM 计算方法也利用格林函数来结合基函数或展开函数和加权判据，来描述感应电流是如何流过结构，以及电磁场是如何从电流分布产生的。计算出互相作用和阻抗矩阵，它们表征了模型中所有单元各自或相互之间的电关系。导线可以通过特定串联或并联 RCL 参数、复数阻抗或电导率等不同形式加载。电流或场的解一般通过全矩阵分解、降阶矩阵求逆或带状矩阵迭代收敛技术进行计算。一般地，分解或者求解全矩阵问题花费的时间与 N^3 成正比，其中 N 为模型中 MoM 单元的个数。因此，MoM 方法被认为是一种相对准确但计算量较大的方法。

可以应用许多基本的“细线”和“单元”建模准则来生成线、面、小片的网格模型。这些准则共同定性地解决了以下问题：保证产生短细线和小片的尺寸要在 0.1λ 和 0.25λ 的量级（其中 λ 是波长）；避免相交线的夹角过小；给相邻线段指定差不多的长度；保持可接受的线段长度直径比值；避免一个交叉点有太多的交线；防止模型中出现不必要的单端和孤立的线段；确定模型中不生成过小、过大的单元，它们会导致计算的不稳定；保证小片的中心和顶点处的法线遵守右手定则，且指向模型中电磁场源的方向；避免形成瘦长的三角形分割面，等等。当然，还有其他的规则和准则能够使模型更准确，计算更稳定。

355

混合模型也是可能的。混合方法能够在建模的复杂性、灵活性和计算的准确性之间得到合理的折中。图 13-3c 展示了一个安装在小屋上的八木天线（线模型）的广义 MoM/GTD 例子，小屋位于有限地平面上。地面和小屋用 6 个 GTD 平面建模，天线及支架用一系列的细线险段建模。混合模型用来预测由平面、圆柱、网状线等构成的物体之间的能量的电磁散射。依据需建模的物体或部件的类型和要达到的逼

近度，这种方法往往很有用，这正是 GEMACS 软件的特征。也存在一系列的准则能恰当地建立这样的模型。除了 GTD 和 MoM 问题各自的一系列的建模规则外，还有混合建模规则，定义了线段连接到 GTD 表面的合理方法，避免如线太靠近 GTD 表面边缘及其绕射中心等的不稳定情形。

13.4.2 数值程序内部系统建模

处理复杂系统问题接下来的步骤之一可能是研究辐射泄露场、寄生电流、嵌入的电子电器元件上的累积电压等效应，这里可以联合应用 FDTD、FDFD、FEM/A、TLM 等方法，把外部结构电磁环境加到嵌入的子系统和部件上，或研究源于封闭边界内部的传导和辐射噪声引起的电磁干扰。同样，许多前面引述的软件可以用来对内部区域拓扑建模以计算对内部电缆和组件的干扰，或用来确定设备机柜的辐射发射、电源分配系统的传导噪声及电路级的辐射和传导敏感度等的影响。下面，讨论用 FDTD，FEM/A 和 PEEC 方法[11]建模的一些方面及相关考虑。

有限差分和有限元时域方法都很适合对内部和外部问题进行建模和分析。它们或许是研究有界区域（空腔）或由金属（如导体）和非 PEC 材料（如电介质）组成的开放几何体电磁效应（即电流耦合、传导干扰、辐射散射、能量传播、辐射敏感度等）的两个最流行和广泛使用的计算方法。一维、二维、三维的几何体都可以建模。FDTD 方法涉及时间步进单元（有时在 3D 应用中称为“方糖”）的生成，这些单元扩展填充感兴趣的体积或媒质。台阶化技术可用来确保边缘单元与任意形状的表面或体积的边界轮廓共形。展开函数凭借这些单元对媒质建模并保证电流的连续性。这种方法能方便同时分析空气、金属和绝缘材料。单元尺寸通常为波长的分数。时域有限差分法可以利用 FFT 技术在一次运算中计算很宽的频率响应。用这种方法可直接求得电场和磁场。FDTD 方法的主要缺点是它倾向于为一种计算量很大的过程。

FEM/A 方法既可用于低频（即基于标量位拉普拉斯方程的电小问题），又可用于高频（即使用电场和磁场的亥姆霍兹方程的电大问题）。一般地，这种方法很好地适用于任意形状的导体和材料。这种方法中也可以考虑材料的各向同性和均匀性。特别地，FEM/A 方法最适用于为复杂、非均匀、主要为电介质的结构建模。建模要对物体表面进行离散化，生成有限元网格。在网格表面上指定节点，在该处计算场量。这种方法还需要节点值的插值、试探函数的使用、基函数或展开函数的应用，以及对边缘单元使用矢量基函数以消除高频问题中的寄生模（spurious mode）。数值仿真过程需要导出单元的方程和矩阵、汇总整个系统的矩阵、补足开放区域和奇点（锐边缘的临域，它会影响计算场的精度）的特殊边界条件以及全体方程的求解。开放区域问题通过简单的网格截断得到解决；对远场区域

356

用具有固有的远区行为的“无限单元”技术，能使网格有较小的尺寸并相应地减小计算强度；在近区采用标准的FEM/A建模技术；强化吸收边界条件，以保证在边界面为完全匹配层，从而能够消除数学和物理的不连续性（以及数值不稳定性）。

应用FEM/A方法的优点是：网格可以与任何边界很好地共形。如果需要它们很容易调整，矩阵单元可经过简单的代数运算而得到，而且总的矩阵是稀疏的，需进行$N^{1.5}$次运算来求解。不足之处是：这种方法不太适用于主要为金属的结构，需要改善吸收边界条件以减小网格尺寸。

13.4.2.1 应用计算电磁学方法分析电路级电磁兼容问题。有许多方法可用来对电路级电磁兼容问题进行建模和分析。其中之一是最著名的TLM方法。然而，由于其在解决电磁兼容问题方面的广泛应用，且在许多工程教科书上都有深入全面的介绍，这里不再赘述。我们重点介绍一种新的方法称为部分元等效电路法（PEEC）。

PEEC法基于使用等效集总参数元件和独立源，得到麦克斯韦方程的非TEM波全波解。这种方法要求对感兴趣的几何体进行离散化、把容性和感性“单元”描述为RCL元件、生成类SPICE的等效电路、应用Galerkin积分方程方法。离散化、等效电路表征和应用Galerkin积分方法的联合使用，用来从电压、电流和电荷量来计算电场和磁场。该方法采用修整的节点分析（MNA）电路求解方法来处理这些场和有关量的计算。基于时域和频域的结果都可以获得。时域提供线性和非线性的解，而频域仅给出线性的解。PEEC方法已成功地应用于混合电路、印制电路板、电缆线和屏蔽问题。可以使用宏观建模技术，它略微牺牲一些精度来增加计算速度。最后回想一下那些电路求解程序如SPICE仿真软件系列，它们常用来研究嵌入的电路或设备的感应EMI效应。其他仿真器也可以考虑，如Eagleware GENSYS的RF和微波分析设计软件包，PAD Hyperlynx工具主要用于研究印制电路板串扰效应和信号完整性，或者Interactive Image Technologies公司的Electronics Workbench，它用于各种类似的应用。读者应该了解，这样的求解程序是对复杂系统“端到端”EMC评估的自顶向下和自底向上方法的重要补充。

13.4.3 建模和分析过程

我们回到IEMCAP软件，来描述一个例子，说明了对假想的航天飞机系统进行建模与分析的一般过程。一个系统软件如IEMCAP需要采用一定的规则和过程，以有效地对包含数以千计端口的航天飞机平台进行全面的EMC评估。如果每个发射端口和每个接收端口间的关系都要分析，那么运行时间、内存大小和文件存储要求是极其苛刻的。因此，在IEMCAP这样的程序中设置了最大系统限值。而且，建立了

建模规则和分析优先准则来保证有效和全面的分析。

13.4.3.1 分析优先级。现在介绍使用 IEMCAP 这样的软件对大系统进行 EMC 评估的一般方法。对复杂的航天飞机平台合理的方法是按照耦合方式划分计算机的运算量。例如，用这样的方法在特定的军用飞机系统上运用 IEMCAP[12,13]。这种方法可以通过从 IEMCAP 基准 EMC 仿真过程开始的一系列的步骤来描述。表 13-4 总结了一般的方法。

表 13-4 系统电磁兼容评估的一般方法（自动化电磁兼容分析流程顺序）

步骤序号	如果（if）	那么（then）	否则（else）
1	最可能的电磁干扰源通常与系统的射频天线端口相联系……	要足够详细地描述结构模型。全部射频天线、入射电磁源。然后分析天线与天线、外部电磁场与天线间的耦合模式。在一些情况下，分析人员可能要面临可以同时考虑的天线间相互作用的天线数目的限制，这根据单次模型运行时可以包括的天线端口数目（M）和射频设备数目（N）的上限来考虑。如果一次运行时设备和（或）单个天线的数目超过允许值，该方法会把计算过程分解成较小时间段，例如，该时间设备处于工作状态（在任一时间段内都只有少于 N 的设备在运行，这是可能的）。如果在同一时间需运算的设备数目大于 N，则建议按频率对运算过程进行分解。方法如下：首先，低频射频发射机和所有的从频带低端开始的接收机对应，直到设备数目等于 N。接着，对工作于频段中间部分的射频发射机与从接近最低发射调谐频率开始的接收机进行计算，接收机和端口数目相加直到设备数目等于 N 或全部的设备分析完毕为止，依次类推。具体如何实现这个或其他过程是依赖于不同问题而不同的	跳至第 2 步
2	存在孔缝时，要研究系统所有的孔缝，以决定在它们附近经过的线缆	连接潜在敏感端口靠近孔缝的线缆要分类，并且每类线对各孔缝的关系都要进行建模，天线和外部场对线缆的耦合也要表示出来。在这一步，只有发射天线端口需要描述。如果系统较小，这一步和第一步可一次运行完	跳至第 3（a）步
3（a）	有一段共同走向的线间和相同线束内线缆间的串扰是所关注的，系统还未建立……	（a）系统的所有线缆应根据关键端口、敏感度、信号类型、线缆长度、负载、线缆类型分成子类。在各子类中是唯一的那些信号承载线应组合在一起形成一个“伪”线束，并端接到“假想”的设备，从而线与线、场与线的耦合模型就可以一起运行了。这将提供数据通过指出哪些信号承载线可能产生干扰或互相兼容，来帮助设计线束	跳至第 3（b）步

（续）

步骤序号	如果（if）	那么（then）	否则（else）
3（b）	有一段共同走向长度的线间和相同线束内线缆间的串扰是所关注的，系统已经建立……	（b）在第3（a）步中描述的划分可用到现有的线束上。这种情况下要考虑的线是那些潜在的最敏感和最可能降级的线。当线的数目超过允许限值时，那么可进行迭代的计算机运算或者把线划分为子集。这样可以把大量的端口划分成唯一线的部分集，以便在一次计算过程中进行分析，并可提供出数据作关于滤波、屏蔽、线的重新布线等的决定。若按敏感度水平、信号类型、线的类型等进行划分，大多数情况下不会导致过多数量的不同子集或部分。（例如，对一个束中较少的线用IEMCAP进行分析，将会比使用实际束中总的线数的线到线的耦合更保守些。这是因为忽略了线的寄生损耗，而且耦合模型中使用的线间距离一般以束直径的1/4计算，束直径则是根据线的数目和净的束横截面决定的）	跳至第4步
4	机箱与机箱或设备与设备耦合是所关注的	机箱与机箱的耦合可以通过把机箱按 N 个一组分成若干组，对每组内部或组间进行潜在的电磁兼容性评估。如果必要，根据系统端口类型和耦合模型进行多重运算，通常可以解决每次运算机箱数目的限制问题。这可以分析相邻的机箱间的耦合，即首先分析相互接近的机箱与机箱的耦合。只要把系统中要分析的所有机箱分成一组 N 个或更少，每次分析 N 个机箱耦合，对大部分系统就不是个问题	跳至第5步
5	第一步到第四步的结果显示某些端口产生电磁干扰的可能性较大	仔细研究第1~4步的结果，对那些可能产生电磁干扰较大的端口，应通过综合分析重新评估	跳至第6步
6	在第五步确定的端口通过一个耦合模式或其他…有降级的机会	使用（IEMCAP）预测的EMI裕度、耦合传输函数、总的综合EMI裕度，对所有其余的模式评估那些端口	跳至第7步
7	预测干扰依然存在	结合好的实践设计规则和严格的研发测试，应用补充EMC工具和技术（如GEMACS、NEC、Wire），对可能出问题的区域重点分析，确认合乎要求的特定的EMC结果	结束

表13-4描述的逐步的过程也说明，可以考虑使用其他替代的计算方法和技术（如GEMACS、NEC-MOM、NEC-BSC、Wire等）。用于引导步骤及帮助选择分析工具的计算结果包括EMI或安全裕度、耦合传输函数、感应电流和电磁场量值。

这些步骤描述了典型的建模方法和准则，可用于用类似于IEMCAP的工具评估任何复杂航天飞机系统。然而，这并不能看成是分析复杂系统的唯一方法。IEMCAP

或任何类似程序中的各类分析过程、选项、耦合方式都要根据具体问题进行恰当选择。

13.5 电磁兼容计算建模和仿真的发展方向

虽然通常认为像 IEMCAP 这样的程序是成熟有效的工具，且在进行复杂系统电磁兼容分析中起到了很大作用，但在实际应用中对这些程序的完善一直持续着。例如，为增强这类软件以满足 21 世纪的需求，EMC 分析专家围绕下述领域的升级开展完善这些仿真工具的研究：

- 实现非平均功率接收机和耦合模型。
- 加入 UHF 到毫米波频段复杂的孔缝和天线耦合的精确带内模型。 358
- 加入通过非有意的入口的总能量透入缩减/约束模型，特别是带外天线和孔缝模型。
- 集成非线性效应/响应模型以考虑发射机的互调和相关寄生效应、接收机互调、交调等。
- 改进的飞行器内及发射调制信号模型。
- 发展和应用图形用户界面和 3D 预/后处理的图形编辑器，它由菜单驱动前端、输入数据和进行深入的系统建模的向导功能、详细的模型绘制等组成。
- 将功能强大的软件置于可扩展、“智能”的框架中，允许多学科的工程软件通过公共数据库和计算结果互相“通信”；辅助快速、智能决策；提供有效直观的可视化计算结果环境。 359

我们注意到，许多前面提到的仿真软件（如 GEMACS 的 GAUGE 和 NEC-BSC 的 Graphical Workbench）已经实现了几个特性和新的功能。

加强这些仿真软件的好处是增强了建模能力、通用性和结果的准确性；减轻了系统建模的人力需求；减少了建模错误和与错误相关的障碍；提高了就用户而言采用可用的工具作为 EMC 保证程序一部分的意愿；降低了总体费用；更容易地实现系统电磁兼容。尽管这些改善带来一定的好处，但与为进行 EMC 建模和分析预先数据收集相关联的问题依然存在。这可以通过建立可访问的、通用的系统、子系统或设备的数据库以及他们相关的 EMI/C 特征的数据库得到缓解，使用与类似 IEMCAP 相一致的数据格式和结构。一旦进入数据库，相关的数据就可快速裁减或改变，而不必重新建立整个系统数据库。

我们也注意到，应用人工智能（AI）、专家系统（ES）、知识库（KB）和模糊逻辑（FL）软件技术进行 EMC 建模与仿真应用的研究已经开始[14-23]。EMC 应用基于知识/规则的技术的主要优点在于能够：（a）具体化和自动化 EMC 评估方法，逐

步地过程和涉及的在建模与仿真任务中典型的“经验法则”；（b）模仿EMC工程师的思维和解决任务的推理过程，提出问题并得到最佳的结果；（c）建立模型中元素之间重要的联系，以支持快速建立模型原型和进行决策；（d）提供在各种计算方法及其数据之间的相互“通信”环境。这样的技术能辅助分析人员建立计算模型、分析结果、快速确定关心的区域和有效解决问题。以下部分将进一步讨论在EMC问题解决中应用这些技术的方法和益处。

361

13.5.1 专家系统及其他先进软件仿真技术的应用

我们已经谈到，在过去的30年里开发出了许多功能极其强大的电磁兼容和其他电磁问题求解应用的计算电磁建模和仿真工具。其中一些工具采用图形用户界面处理建模和分析任务。对这些工具传统的图形界面方法的显著改进是利用启发式的预处理技术，这种技术充分采用了网络化的规则库、人工智能、知识库专家系统及可视化工具。如果运用得当，这种方法可以减少繁重的建模任务，帮助分析人员快速生成有效的计算电磁模型，并最小化电磁兼容分析阶段的不确定性。

正在改进的、基于“专家”技术的电磁兼容分析和预测软件，期望发展成新一代用户友好的工具，它建立在已证明是好的代码、形式及数值方法之上。例如，考虑专家系统的主要原因有一点令人意外，那就是，虽然存在很多功能强大的分析和预测工具，但没有一种能单独处理经典问题求解和应用潜在的广阔范围；而且如果不开发便于移植的接口，在软件间交换结果可能是一个困难的任务；最后，往往需要EMC专家恰当有效地应用工具解决问题，而新手或初学者处理同一问题则需要非常长的时间。时常地，甚至专家也会受到需要注意细节的复杂建模和分析任务的挑战。专家或者知识库系统会在所有艰难的选择（overall dilemma）中提供一个解。虽然关于人工智能和专家系统技术的详细描述超出了本章的范围，但为了说明其在电磁兼容问题解决中的重要性和潜在意义，我们解释几个关键的概念。

专家系统应用的前提是知识工程的概念，在知识工程中，领域专家（此处指电磁兼容专家）需要：（a）最初从问题的“一般”知识开始描述应用，（b）更专业或更准确地描述系统应用及其行为和应用问题的约束。知识库（KB）中的实际“知识”是从数学公式和相关推理的结合中提取出来的。

描述应用时，关键的物理和电气问题单元首先归类成对象或“实例”类（如系统、源、接收机）。对象在“类”级别上定义（即采用面向对象的定义和相应的编程框架，每个对象属于一个类）。例如，称为“电磁源”的对象类可以包括所有射频辐射部件（天线、电缆、机箱等）及其特性，进而这些对象可看作独立的对象类或某些高级对象类下的子类。然后，定义相关的变量、特性、量值来描述对象类共有的

一般或特定的属性。

描述应用的行为时，用户必须定义：（a）公式，（b）关于变量值推论或推断的规则，（c）执行操作的规则，（d）执行顺序处理的步骤。定义描述应用行为的规则、公式和步骤时，指定不同的变量类型和格式，一般包括数量、真值、符号和文本值。[362] 还可推定算术、符号、文本、逻辑和现有类型的表达式。

对于规则，可以考虑几种典型的结构形式，包括“如果”、“当……时”、“初始地”、“无条件地”、“任何时候”等。在知识库中可以定义规则以建立必要的推断框架。例如，可指定规则以验证两个或更多对象间（如两个端口间的耦合干扰）是否存在指定的约束。如果符合一定条件，则规则包括对象间的合适的联系。规则基于前向和/或后向链式原理“启用”。这与软件决策系统中的“如果……那么……. 否则……”的结构一致。

为了在执行过程中提供用户与专家系统间的交互和交换信息，采用了许多界面工具，例如这些工具包括显示（图形、标尺、刻度和展示仿真过程中表达式、数值、参数、变量变化的读出表框）；终端用户控制包括行为和单选按钮（选择设置或切换一系列特定的变量和参数值或状态）；复选框（设置变量和参数的开/关值）；在一定范围改变数值的滑动条；输入数值和文字信息的输入框；以及其他菜单选择项（如消息和状态显示板）。与任何图形用户界面一样，都可设置所有存在和可用的选择以满足各分析人员的需要。

13.5.2 基于专家系统的电磁兼容性软件包

把专家系统软件技术应用到计算电磁学建模与仿真领域的研究、开发和示范正在继续。近几年已经开发了一些电磁兼容分析的原型知识库功能[14-23]。几个其他的系统也已经或正在被开发，包括但不局限于智能电磁兼容分析与设计系统（IEM-CADS）、NASA-洛克希德的电磁分析系统、智能计算电磁分析系统（ICEMES）和嵌入式推理任务电磁环境效应分析专家处理系统（E^3EXPERT）等。

ICEMES 是启发式地综合运用加速 3D 图形引擎和面向对象元文件数据库的预处理器的例子。这个系统可以在装有 Windows NT 的个人计算机上运行，它有效地整合了商业专家系统和基于 Windows 的用户界面（包括下拉菜单和输入用户数据及命令的弹出式对话框），并为 3D 图形编辑提供初级的人机界面。类似 ICEMES 的专家能力能提高分析人员根据所选的计算电磁学代码生成有效的电磁结构模型并执行命令的能力。它还能自动创建计算电磁学模型任务，帮助有效地分析复杂系统电磁兼容问题。

直接集成现有的电磁程序和知识库，可以极大地提高基于专家系统的电磁兼容工具的总体计算速度、准确性和效用。这意味着当专家系统推理/推论引擎被用作智

能接口和分析诊断时，使用现在的软件可以以离线方式进行实际的计算。在前一种应用情况下，专家模块可被用来显示问题几何结构并询问分析人员输入合适的参数。当所要求的数据不可用时，系统有能力推断不同参数的值。系统可把用户提供的参数组织成适合外部程序的格式，并检查数据的可用性和整个模型的完整性。另外的知识库命令可以激活外部软件或启动独立的计算过程。

363

基于专家能力的概念和方法可以通过结合使用电磁场求解器和电路分析程序得到增强。前者包括 NEC、GEMACS 等代码，这些代码将给出相对准确的靠近辐射器电磁场的预测值。后者包括 SPICE、MICROCAPS 或其他电路仿真代码，可以扩展系统模型进行内部组件或者嵌入的电路级分析。这提供了“端到端”的计算机模型器和仿真器。

一旦外围程序结束其计算，结果返回专家系统。知识库可以对这些数据进行排序确定对分析人员最有用的信息。如果存在电磁干扰，知识库利用其相关规则隔离出问题的原因，并根据直观推断识别和（或）实施最佳的解决方案。系统也可用如图形或表格的方便形式显示数据。这是前面提到的 E^3EXPERT 工具的前提。

最后，发展了一些方法来自动地把计算机辅助设计（CAD）和计算机辅助工程（CAE）数据转化为电磁结构模型，这对原始图形转换系统（IGES）、描述小平面（facet）的文件、其他许多与流行的 CAD/CAE 包有关的 CAD 文件格式（如 Auto-CAD DXF，样条，非均匀相关 B 样条或 NURBS 等）实现。可以应用智能规则来推断 CAD 实体和规范的计算电磁学（CEM）模型的联系。

13.6 小结

本章介绍了对电磁兼容问题进行计算机建模和仿真的益处，并且略述了进行复杂系统电磁兼容性评估的灵活和一般的过程。依赖于使用计算机建模和仿真工具的总的评估方法实际上可以应用到任何系统问题。本章的一个主要目的是告诉电磁兼容工程师可供选择的分析工具库，为此，讲述了许多可从政府、工业界、学术界及国际来源获得的许多计算方法和电磁兼容软件。合理地使用这些工具可以帮助开发人员在系统或产品的整个寿命周期内建立和保持电磁兼容，特别是对那些必须符合严格电磁兼容规范或法规限制的产品。这可以通过把本章所述的准则和分析过程付诸实施而实现。

进行大的复杂系统电磁兼容建模和仿真的直接原因是为了保证对频谱进行合理的分配和管理，并在设计和开发的早期阶段排除不兼容性。这可以使用本章提到的一个或多个程序和计算方法，通过系统级精选一开始就得到解决。

本章论及的还有关于在电磁兼容评估过程应用先进的人工智能和专家系统软件技

术的相关问题。这些是“启发式”软件技术的一部分，用于模仿人类推理和进行自动决策任务，特别是问题中涉及许多状态变量时。基于启发式的方法为电磁兼容工具库发展进入21世纪提供了基础。专家系统方法能消除分析人员进行建模和仿真时常常面对的不确定性，也可消除单一代码和方法对用户施加的一些限制。通常，这种方法可以在相对短的时间周期里把一个非专家的分析人员变为专家，为新手提供安全网，帮助减少耗费在建模/仿真任务上的时间和精力。这个方法代表了当前电磁兼容计算机建模和仿真的发展方向。 364

参考文献

1. G. Capraro, et al., "Intrasystem Electromagnetic Compatibility Analysis Program—Version 6.0 User's Manual Engineering Section" and "Version 6.0 User's Manual Usage Section," *Technical Report*, RL-TR-91-217, Vols. Ⅰ and Ⅱ, Rome Laboratory, Griffiss AFB, NY, September 1991.
2. J. Spina, "The EMC Concept for Weapon Systems," *AGARD Lecture Series No. 116 on EMC*, AGARD-LS-116, pp. 1-1 to 1-9, September 1981.
3. A. Drozd, "Application of the Intrasystem EMC Analysis Program (IEMCAP) for Complex System Modeling and Analysis," *Conference Proceedings of the 8th Annual Review of Progress in Applied Computational Electromagnetics*, pp. 449-458, March 1992.
4. T. H. Hubing, "Survey of Numerical Electromagnetic Modeling Techniques," *Technical Report No. TR91-1-001.3*, University of Missouri-Rolla, Dept. of Electrical Engineering, Electromagnetic Compatibility Laboratory, September 1, 1991.
5. F. Tesche, et al, *EMC Analysis Methods and Computational Models*, John Wiley & Sons, New York, ISBN 0-471-15573-X, 1996.
6. B. Archambeault, "Using the Partial Element Equivalent Circuit (PEEC) Simulation Technique to Properly Analyze Power/Ground Plane EMI Decoupling Performance," Proceedings of the 16th Annual Review of Progress in Applied Computational Electromagnetics, Naval Post Graduate School, Monterey, CA, March 2000, pp. 423-430.
7. A. Drozd, et al., "A New Port Spectrum Modeling Approach and the Design of NonAverage Power Receptor Models for IEMCAP," *Proceedings of the 1988 International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 88CH2623-7, p. 469, August 1988.
8. P. Griffin, et al., "SHF/EHF Field-to-Wire Coupling Model," *Proceedings of the 1988 International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 88CH2623-7, p. 50, August 1988.
9. G. Brock, et al., "Implementation of an SHF-EHF Field-to-Wire Coupling Model Into IEMCAP," *Proceedings of the 1988 International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 88CH2623-7, p. 470, August 1988.
10. G. Brock, et al., "An Overview of the Intrasystem EMC Analysis Program with Graphics," *Proceedings of the 1985 International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 85CH2116-2, p. 469, August 1985.
11. B. Archambeault, T. Hubing, et al., "Introduction to EMC Modeling Techniques," *Workshop Notes of the 199*

International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Vol. 2/99CH36261, 2 – 6 August 1999.

12. R. Pearlman, "Intrasystem Electromagnetic Compatibility Analysis Program (IEMCAP) F – 15 Validation," *Technical Report*, RADC-TR-77-290, Part 1, Rome Air Development Center, Griffiss AFB, NY, September 1977.

365

13. G. Capraro, "The Intrasystem EMC Analysis Program," *AGARD Lecture Series No. 116 on EMC*, AGARD-LS-116, pp. 4 – 1 to 4 – 22, September 1981.
14. A. Drozd, V. Choo, et al., "Frequency Management and EMC Decision Making Using Artificial Intelligence/Expert Systems," *Proceedings of the 1992 IEEE International Symposium on EMC*, Anaheim, CA, June 1992.
15. A. Drozd, V. Choo, et al., "Equipment EMC/Frequency Management for Complex Systems Using Expert System Technology," *10th International Zurich Symposium and Technical Exhibition on EMC*, Federal Technical Institute, Zurich, Switzerland, March 1993.
16. V. Choo, A. Drozd, D. Dixon, et al., "Implementation of Intelligent EMC Analysis and Design Techniques," *1994 IEEE International Symposium on EMC*, Chicago, IL, August 1994.
17. A. Drozd, T. Blocher, et al., "The Intelligent Computational Electromagnetics Expert System (ICEMES)," *Conference Proceedings on the 12th Annual Review of Progress in Applied Computational Electromagnetics*, Monterey, CA, 18 – 22 March 1996, pp. 1158 – 1165.
18. T. Hubing, J. Drewniak, et al., "An Expert System Approach to EMC Modeling," *Conference Proceedings of the 1996 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Santa Clara, CA, 19 – 23 August 1996, pp. 200 – 203.
19. A. Drozd, T. Blocher, et al., "An Expert System Tool to Aid CEM Model Generation," *Conference Proceedings on the 13th Annual Review of Progress in Applied Computational Electromagnetics*, Monterey, CA, 17 – 21 March 1997, pp. 1133 – 1140.
20. N. Kashyap, T. Hubing, et al., "An Expert System for Predicting Radiated EMI in PCB's," *Conference Proceedings of the 1997 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Austin, TX, 18 – 22 August 1997, pp. 444 – 449.
21. T. Hubing, N. Kashyap, J. Drewniak, et al., "Expert System Algorithms for EMC Analysis," *Conference Proceedings of the 14th Annual Review of Progress in Applied Computational Electromagnetics*, Monterey, CA, 16 – 20 March 1998, pp. 905 – 910.
22. A. Drozd, A. Pesta, et al. 1998. "Application and Demonstration of a Knowledge-Based Approach to Interference Rejection for EMC," *Conference Proceedings of the 1998 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Denver, CO, 23 – 28 August 1998, pp. 537 – 542.
23. K. Sunderland, "Review of Basic 3-D Geometry Considerations for Intelligent CEM PreProcessor Applications," *Proceedings of the 16th Annual Review of Progress in Applied Computational Electromagnetics*, Naval Post Graduate School, Monterey, CA, March 2000, pp. 226 – 232.

习题

1. 描述 MoM，GTD 和 FEM/A 建模和求解方法的不同之处。
2. 何为“电大（尺寸）的”系统？

3. 解释为什么首先基于离散的、保守的和有界的模型分析复杂系统是有用的。给出建模过程下一步的原理的说明或解释。
4. 为什么将大的、复杂的系统分成单个部件和唯一的耦合模经常是必需的和重要的？
5. 解释结构模型上的计算的表面电流与散射电磁场之间的关系。一般情况下，这些量是如何计算的？
6. 列出可归类为矩量法线格和面元建模技术的三个程序。
7. 指出采用混合 MoM/GTD/FDTD 建模和分析技术的程序。 366
8. 什么时候最适合用 GTD 或 UTD 技术进行复杂模型分析？
9. 采用积分技术和差分技术的计算方法之间有什么不同？每种技术在数值或计算域是如何处理的（提示：状态方程组、差分、矩阵等）？
10. 描述用有限差分法（如，FDFD、FDTD、基于时间的本征值方法等）进行复杂几何体建模时的主要建模考虑或基本指导方针。FEM/A 方法属于这一类吗？

课外作业

研究多分辨技术（MRT）、有限积分技术（FIT）、递归格林函数方法（RGFM）和偏微分方程求解方法的理想匹配层（PML/PDE）的使用和应用。定性地讨论这些方法的区别或相似之处及其与 CEM 建模和分析的关联性。

建立一个关于 CEM 工具、技术、文献、实际应用、基准和可以用于协作研究参考的案例的互联网和其他类型来源的列表。

指出三种过去十年内发展的新 CEM 方法。解释为什么研究和发展它们，并描述这些方法的发展动态。

调查采用遗传算法进行 CEM 建模和仿真应用的进展。

研究五种最流行的混合 CEM 方法。解释它们的不同、优点和缺点。叙述这样的技术和应用是否已有足够的进展。进行研究，从数值或计算的观点或者理论角度，指出这些混合方法可以改进的途径。 367

第14章 信号完整性

14.1 引言

在高速数字设计领域，信号完整性已成为十分关键的问题，并且正在对设计工程师形成越来越大的挑战。许多信号完整性问题本质上是电磁场现象，因而与本书前几章讨论的EMI/EMC问题有着密切的联系。在本章中，我们将讨论典型的信号完整性问题是什么、这些问题的根源在哪里、为什么理解它们很重要以及我们如何去分析和解决这些问题。此外，还将介绍目前可用于信号完整性分析的几种软件工具和该领域的研究趋势。

信号完整性（SI）在电子设计方面有两个层面的含义——信号的时序和质量。信号是否在正确的时间到达目的地？还有，信号到达目的地时其状态是否依然良好？信号完整性分析的目标是保证可靠的高速数据传输。在一数字系统中，信号以逻辑电平1或0的形式从一个组件传输到另一个组件，它们实际对应一定的参考电压电平。在接收机的输入端电压高于参考值 V_{ih} 时，认为是逻辑高；而电压低于参考值 V_{il} 时，认为是逻辑低。图14-1描绘了在逻辑范畴中的理想电压波形，而图14-2描绘了系统中的实际电压波形。由1和0的串构成的更复杂的数据实际上是连续的电压波形。接收机需要对波形进行取样，以便得到二进制编码信息。数据采样过程通常由如图14-3所示的时钟信号的上升沿或下降沿触发。从图中可以看出，当接收机开始锁存信号时，数据必须准时到达接收端，并且稳定到一个非模糊的逻辑状态。数据的任何延迟或数据波形畸变都会导致数据传输的失败。当采样发生时，如果图14-2中信号波形由于过振铃而处于逻辑灰色区域时，则逻辑状态不能可靠地检测出来。

369

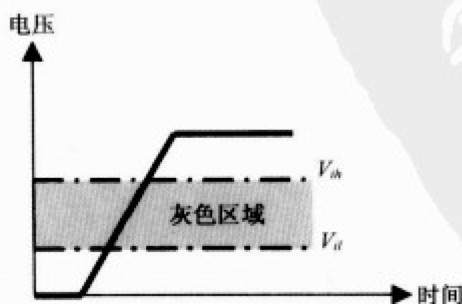


图14-1 接收端的理想波形

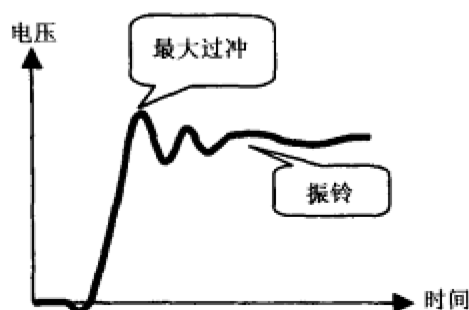


图 14-2 接收端的实际波形

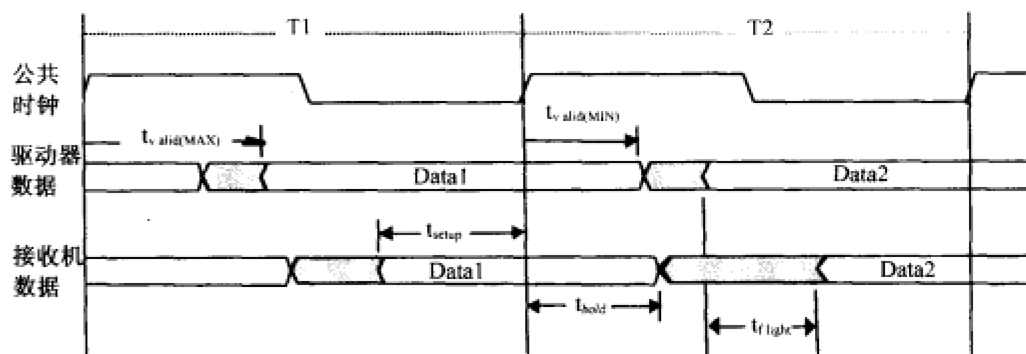


图 14-3 数据采样过程和时序约定

14.2 信号完整性问题

14.2.1 典型信号完整性问题

“时序”是高速系统的核心问题。信号的时序决定于它传播所经过的物理长度引起的时延，以及阈值达到时的波形形状。信号波形的畸变可能由多种不同的原因引起，但是以下三种噪声问题最受关注：

- 反射噪声

  由阻抗不匹配、短（截）线、过孔和一些其他的相互连接中的不连续引起。
- 串扰噪声

  由多条信号传输线间和过孔间的电磁耦合引起。
- 电源/地噪声

  由多个驱动同时切换输出（SSO）时电源/地分配系统的寄生效应引起。有时也称作地弹、Δ-I 噪声或同时切换噪声（SSN）。

370

除以上三种信号完整性问题之外，其他电磁兼容和电磁干扰（EMC/EMI）问题

也会造成信号波形失真。当信号完整性问题发生和系统噪声极限要求不能满足时，开关接收机的输入发生变形低于 V_{ih}最小值或高于 V_{il}最大值；静态接收机的输入抬高到高于 V_{il}最大值或降低到低于 V_{ih}最小值；电源/地的电压起伏扰乱了正在锁定的数据，于是可能发生逻辑错误、数据丢失、误切换甚至系统失效。这些类型的噪声错误在系统已建立或试样之后极难诊断和解决。在这些问题出现之前理解和解决它们将会避免不得不在项目周期中处理它们，从而缩短研制周期和节约成本[1]。在这章的后面部分，我们将进一步探讨这些噪声现象的物理行为、它们产生的原因、分析和仿真的电路模型以及避免它们的途径。

14.2.2　信号完整性问题会发生在哪里

由于信号经过系统内的各种连接传输，任何发生在源端、走线上或接收端的电的冲击将会对信号的时序和质量有很大的影响。在一个典型的数字系统环境中，源自其他芯片上的片外驱动（off-chip driver）的信号通过 c4 或线脚连接（wire-bond）进入芯片封装，这个芯片封装可能是一个单独芯片载体，也可能是多芯片模块（MCM）。通过芯片封装的焊点，信号进入印制电路板（PCB）层。在这一层里，典型的封装结构包括子板、母板和底板。然后信号继续进入其他的系统组件，比如 ASIC（application-specific integrated circuit）芯片、一存储模块或一终端模块。芯片封装、印制电路板以及电缆和连接器组成了所谓的电子封装系统的不同层，如图14-4所示。在封装结构的每层都有典型的连接，比如 PCB 级的金属走线、过孔和电源/地平面，它们形成电路径以引导信号。正是封装连接极大地影响了系统的信号完整性。

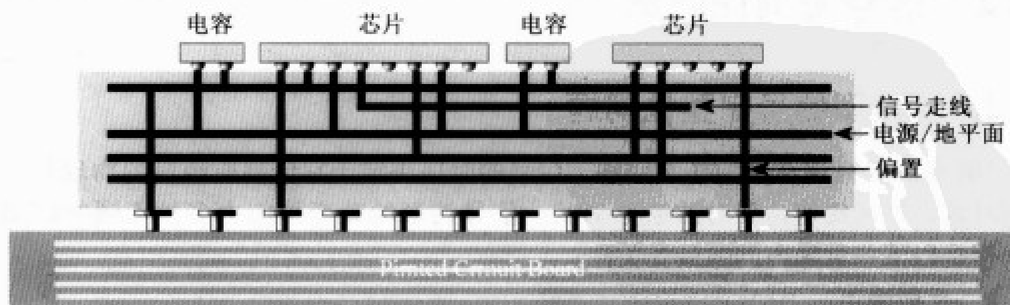


图 14-4　IC 封装和 PCB 板中的信号完整性问题

14.2.3　电子封装中的信号完整性

更高的速度和更密集的器件的技术趋势推动封装性能达到了其极限。当前个人电脑的时钟速率正接近于 GHz 量级。由于信号的上升时间小于 200ps，数字信号的频率成分扩展已达到 10GHz。这将要求封装和连接的制造能够支持高速变化和宽带信

371

号，而不使信号完整性降低到不可接受的水平。芯片的设计和制造技术已经历了巨大的革命：门电路尺寸已从1960年的50μm缩小的今天的0.18μm，并且将会在几年之后达到0.1μm；片内时钟频率每18个月提升一倍；并且逻辑门的固有延迟正在指数地降至几十皮秒。然而，封装设计却大大滞后于此。在当今的技术条件下，封装连接延迟占系统的时序预算的主要部分，并且成为高速系统设计的瓶颈。当今普遍认为封装性能是整个系统性能的主要限制因素之一。

高性能亚微米微处理器的发展、吉比特传输网络时代的到来和宽带互联网接入的需求，需要发展可用于每个电子系统内的可靠的高速数字传输的高性能封装结构。信号完整性是设计这些封装（芯片载体和PCB板）和把这些封装集成起来时要考虑的最重要的因素之一。

14.3 信号完整性分析

14.3.1 设计流程中的信号完整性分析

信号完整性不是一个新的现象，并且在数字时代的早期它并不总是重要的问题。然而，随着信息技术的蓬勃发展和互联网时代的到来，人们无时无刻地需要通过各种高速数字通信/计算系统相互联系。在这个巨大的市场中，信号完整性分析对保证这些电子产品的可靠系统操作起到越来越关键的作用。没有制板前的信号完整性指导方针（guideline），样品电路板（prototype）可能永远不能成功制造；没有制板后的信号完整性验证，产品将会在实际应用中遇到问题。图14-5显示了信号完整性分析在高速设计流程中所起到的作用。从这幅图中我们可以看到，信号完整性分析已贯穿于设计流程的始终，并且紧密集成于其中的每一设计环节。一般来说，信号完整性分析分为两个主要的阶段：布线前分析和布线后分析。

在布线前阶段，信号完整性分析可以用来选择I/O技术、时钟分配、芯片封装类型、元件类型、电路板的分层、管脚的分配、网络拓扑和终端策略。考虑各种设计参数，对不同的情况进行大量SI仿真将逐步形成后面阶段物理设计的一系列优化指导方针。在这一阶段的信号完整性分析也称作约束驱动的信号完整性设计，因为制定出的指导方针将作为元件放置和布线的约束。在布线前阶段的约束驱动信号完整性设计的目的是确保物理布局的信号完整性将不超过最大允许的噪声电平，它遵照元件放置/布线的约束对噪声和时序进行预算。全面深入的布线前信号完整性分析将会避免重复设计和元件放置/布线的反复，并最终缩短设计周期。

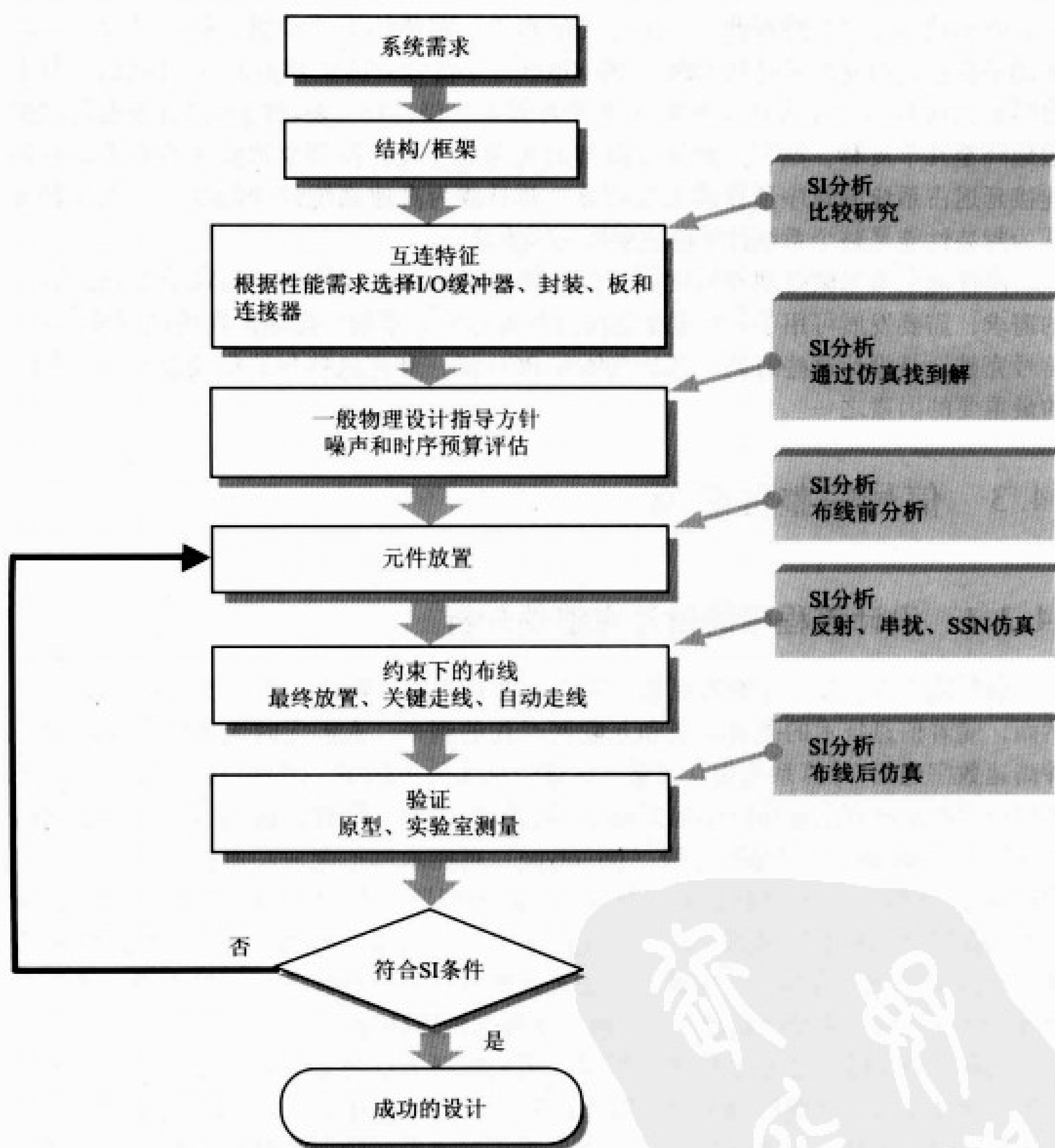


图 14-5　设计流程中的信号完整性分析

在得到初始物理布局后，布线后的信号完整性分析就验证信号完整性设计指导方针和约束的正确性。它检查当前设计中的信号完整性违背情况，例如反射噪声、振铃、串扰和地弹。它还可能发现在布线前阶段没注意到的 SI 问题，因为布线后的分析使用的是物理布局的数据而不是估算的数据或模型，因此可以产生更加准确的仿真结果。

372

当信号完整性分析的应用贯穿于整个设计流程时，我们才可以快速获得可靠的高性能系统。

过去，很少或不涉及信号完整问题时，布局工程师（layout engineer）们所给出的物理设计仅仅是机械制图。随着高速电子系统设计趋势的继续，负责开发硬件系统的系统工程师正逐步涉及信号完整性问题和从信号完整性的角度应用设计指导方针和布线约束。通常，他们并不知道一些 SI 问题的答案，因为他们的知识绝大多数来自生产往代产品的工程师们。为了面对这种挑战，当今一个设计团队（见图 14-6）需要一些精通这个新兴技术领域的 SI 工程师。当一新的技术正在计划之中时，例如一个新的设备系列或一种新的芯片封装或电路板的制作方法，SI 工程师将从信号完整性的角度考察这个技术的电特性，并且应用 SI 建模、仿真软件制定出制板的指导方针[2]。这些 SI 工具必须对单个连接（例如过孔、走线和电路板分层）的建模足够精确；并且，它们应该有很高的效率，以便可以轻松地更改驱动/负载模型和终端连接的分析。最后，SI 工程师将制定一系列设计规则，并且把它们交给设计和布局工程师。然后，负责整体系统设计的工程师需要确保这些设计规则可以成功地应用。当电路板初步布线完成后，他们可以对几个关键网络做一些 SI 仿真。当然，他们也可以做布线后 SI 验证。他们所作的 SI 分析涉及诸多网络。尽管这种仿真可能并不需要 SI 工程师所追求的精确度，但是仿真速度必须很快。在制板工程师得到以 SI 术语的布局布线规则之后，他们需要基于这些约束产生优化的物理设计。并且，他们将提供关于使用 SI 工具的布线系统中的任何不满足 SI 约束的报告。如果发现不满足的情况，布局工程师将和设计工程师、SI 工程师紧密合作以解决这些可能的 SI 问题。

373



图 14-6 设计团队中的信号完整性工程师

14.3.2 信号完整性分析的原则

一个数字系统可以在三个抽象的层面上进行检查：逻辑、电路理论和电磁（EM）场。逻辑层面是这三个层面中最高的层面，也是 SI 问题最容易确定的层面。

电磁场层面，位于抽象层的最低层，构成其他两个层面建立其上的基础[3]。绝大多数信号完整性问题实质上都是电磁场问题，如反射、串扰和地弹。因此，从电磁场角度理解信号完整性问题的物理实质将是很有益处的。例如图 14-7 所示的多层封装结构中，过孔 a 中的电流跳变将会产生从该过孔沿径向在金属层间传播的电磁波。各金属层间的场将会引起各层间电压变化（电压是场强 E 的积分）。当这个电磁波到达其他过孔时，它将在这些过孔里感应出电流，并且在这些过孔中的感应电流将会反过来再产生在层间传播的电磁波。当这些波到达封装的边缘时，它们中的一部分将会辐射到空气中，另一部分将会反射回去。当这些电磁波在封装结构内来回反射，叠加时，就会产生谐振现象。波的传播、反射、耦合、谐振是信号传送过程中在封装结构内部的典型电磁场现象。尽管电磁场全波分析在对封装结构的建模方面较之电路分析准确许多，但是连接器件建模的通用方法仍然是以电路理论为基础的，并且 SI 分析用的仍是电路仿真器。这是因为场的分析通常比电路分析需要更复杂的算法和更巨大的运算资源，并且在低频时，作为静电近似的电路分析可以提供良好的信号完整性结果。

374

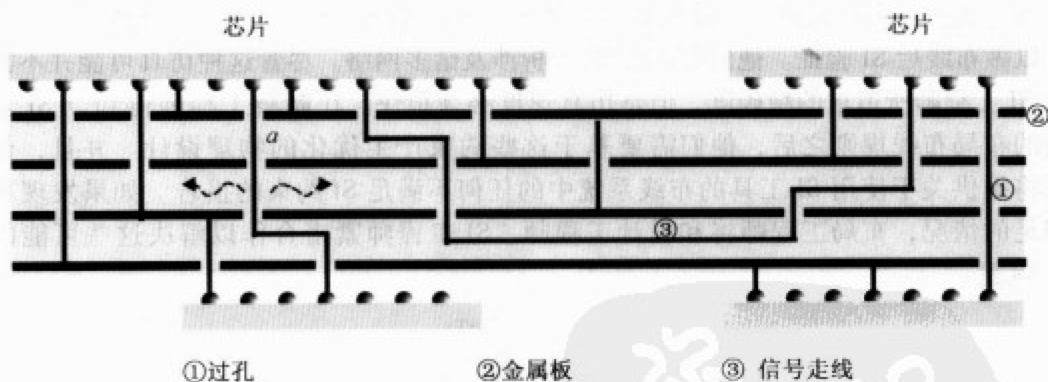


图 14-7　多层封装结构

典型的电路仿真器，例如不同版本的 SPICE 采用节点分析并求解集总电路元件，如电阻、电容、电感等的电压，电流。在 SI 分析中，一个连接器有时建模为集总电路元件。例如，在印制电路板上的一段走线由于其有限的电导率可以简单地建模成一个电阻。当采用这种集总电路模型时，将假设走线两端的电压同时发生变化，从而信号在走线两端的传输时间可以忽略。然而，如果必须考虑信号传输时间时，分布电路模型，例如将用级联的 RLC 网络对这条传输线进行建模。为了确定分布电路模型是否必要，首要的规则是如果信号上升时间与往返传输时间是可比的，需要考虑使用分布电路模型。

例如，一条 3cm 长的位于以 FR-4 为材料的印制电路板上的带状传输线，将会造

成200ps的传输延迟。对于33MHz系统，假设信号上升时间为5ns，传输延迟可以安全地忽略，而对500MHz和300ps上升时间的系统，传输上的200ps传输延迟变得重要，必须采用分布电路模型对传输线进行建模。通过此例，很容易看出在高速设计中随着信号上升时间的不断减少，分布电路模型必须用于SI分析中。

这里有另外一个例子。考虑尺寸为15cm×15cm的印制电路板中整块的电源/地平面对，从电路理论角度来看，可以很自然地视平面为大的、理想的、集总电容。此电容模型 $C = k\varepsilon_0 A/d$ 为一个电解电容，它假设平面上的任何一点的电压都相同，并且在平面上任何地方的充放电都是瞬时完成的。在直流和低频情况下这是对的。可是当逻辑转换上升时间是300ps时，电源/地平面吸入大量的瞬时电流，电源/地结构将被看作一个有明显延迟的二维分布网络。在电源/地平面上，仅仅是那些离开关逻辑很近的平面上电荷可以向它及时供电。电源/地平面间不同点的电压将产生变化。在这种情况下，理想的集总参数电容模型显然不足以计入这些传播效应。必须用二维分布RLC电路网络对电源/地平面对进行建模。 375

总之，随着当前高速设计趋势的发展，快速上升时间展现了封装连接的分布属性。需要采用分布电路模型来模拟SI分析中的传播延时。然而，对于较高的频率，即使分布电路模型也并不够好，这时必须使用基于解麦克斯韦方程组的全波电磁场分析。正如后面讨论中给出的，一段走线将不建模为集总电阻或RLC负载，它将基于传输线理论进行分析，使用放射状的传输线理论将电源/地平面对处理成平行板波导。

传输线理论是当今信号完整性分析中最有用的概念之一，并且是许多电磁场教科书的基本章节。关于更多阅读材料信息请参阅第16章。

通过以上的讨论，可以注意到在信号完整性问题中，信号上升时间是个非常重要的因素，因此关于上升时间的展开讨论将在下一节中进行。

14.4 设计中的信号完整性问题

14.4.1 上升时间和信号完整性

不久以前，晶体管的典型上升/下降时间依然是在纳秒量级。今天，随着芯片制造技术的飞速发展，硅器件的尺寸大幅下降，并且晶体管的沟道宽度已达亚微米量级。这一趋势导致了今天更快速度的逻辑器件。信号的上升和下降时间已经达到了几百皮秒的量级。当我们步入深亚微米领域时，将不会奇怪看到开关速度更快的信号。由于许多信号完整性问题都直接和 dV/dt 或 dI/dt 有联系，更快的上升时间极大地恶化了一些噪声现象，例如振铃、串扰和电源/地开关噪声。拥有更快时钟频率的

系统通常具有更短的上升时间，因此它们将面临更多的信号完整性挑战。然而，即使一个产品从20MHz时钟频率工作，如果使用了现在上升时间很短的逻辑器件，它依然会遇到200MHz系统可能遇到的信号完整性问题（见1.7.1节和1.7.3节）。

14.4.2　传输线、反射、串扰

在芯片封装或印制电路板中，一条走线和它的参考平面组成一种类型的传输线（图14-8a），当它夹在两个金属面之间时也组成一种类型的传输线（图14-8b）。均匀间距的一对平行导线，如电缆或插座中的管脚和导线，也构成了传输线（图14-8c）。具有接触过孔的一对金属平面构成了另一种类型的传输线（图14-8d）。

376

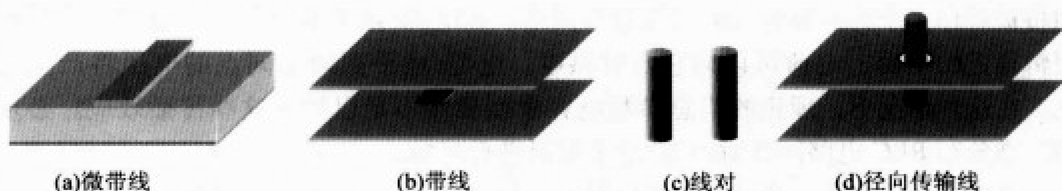


图14-8　封装和印制电路板中不同类型的传输线结构

图14-8中所示的传输线用于将信号从A点传输到B点。所有的传输线都有其基本参数例如单位长度*R*(电阻)、*L*(电感)、*G*(电导)、*C*(电容)，单位长度时间延迟（传播速度的倒数）和特征阻抗。对于简单的传输结构，例如平行板这些参数可以分析得到。对于其他种类的传输线结构通常需要使用二维静态电磁场求解器（或一些经验公式）得到这些参数。

在信号完整性分析中，由于许多连接的电模型可以处理为传输线，因此理解传输线的理论基础和熟悉高速设计中普通传输线效应是十分重要的。

反射现象是一个已经被深入研究的传输线效应。在高速系统中，反射噪声增加了时延，并且产生过冲、下冲和振铃。反射噪声产生的根源是沿信号传输走线的阻抗不连续性。当信号改变它的布线层，以及阻抗不一致时（制造差异、设计考虑等），反射噪声将在不连续的边界产生。当一个走线（trace）通过不同位置的穿孔（排气孔、过孔等）布线在多个层上，跨过缝隙，具有分支（短截线（stub））或者经过另一走线附近时，将会出现阻抗不连续性，可以观察到反射。当信号最终到达传输线的接收端，如果负载与传输线的特性阻抗不匹配，也会发生反射。为了减少反射噪声，通常的经验包括，控制走线的特征阻抗（通过走线的几何形状和介电常数），消除短截线，选择合适的终端模式（串行、并行、RC、T型网络），采用固体金属面作为返回电流的参考面。

由平行的多条传输线间的电磁耦合引起的串扰，也是一个在电磁学中深入研究的主题，它可能在临近无信号的传输线上的产生噪声脉冲，导致错误的逻辑转换。

如果多条线同时切换，串扰同样可能影响有源的传输线上的时序。根据每条线上的切换方向（一致模式切换（even mode switching），即所有线或者从低到高，或者从高到低，通常导致更多延时），引人的额外时延会显著地增加/减小采样窗口。串扰的大小与信号的上升时间，传输线的间距，相互间平行走线的长度等有关。为了控制串扰，可以增大线间距，在信号线之间增加接地保护带，最大程度的减少平行走线长度，使走线尽量接近参考金属面。

除了走线间的串扰噪声，过孔间的耦合噪声有时也是重要的[4]。 377

14.4.3 电源/地噪声

在当今的高速设计中，电源/地噪声占据了总噪声预算的 30% 多。由于电源/地分布系统的复杂性，这种噪声是在 SI 分析中最难建模的电磁效应之一。

在芯片封装和印制电路板中，电源/地平面和过孔构成了电源分配网络[5]。大量器件（核心逻辑，片外驱动）同时转换工作状态所导致的瞬时电流可能会引起电源/地平面间的电压波动，即同时开关噪声 SSN，Δ-I 噪声或者地弹（power/ground bounce）。由于电源/地构成的非理想的回流路径，SSN 将会减慢信号。当它与无信号网络耦合或者对锁存的数据干扰时将会产生逻辑错误，在数模混合设计电路中可能引起共模噪声，并且将会增加谐振频率处的辐射。随着日益提高的 IC 转换速度和接口数量的增加，采用新兴技术的封装能够实现在小于 200ps 转换时间内切换，承受超过 20A 的供电电流，随之 SSN 显著增加。与此同时，设计工程师们正在努力降低系统供电电压解决发热问题，SSN 更容易对设备性能的可靠性产生影响。为了处理这种挑战，封装结构中的电源/地系统的电属性特征必须精确地描述。

正如在 14.3.2 一节中所讨论的，电源/地平面应该是一个分布式电路。电源/地平面间的 SSN 噪声实质上是一个电磁场问题。为精确仿真 SSN，电波传播、反射、边沿辐射、过孔耦合和封装谐振都要考虑。在许多文献中，有效电感常常用来建立电源和地平面的电特性模型[6,7]。有效电感模型（图 14-9a）仅仅在低频极限时有效，没有考虑电源和地平面间波的传播和谐振，因此对高速封装结构建模是不适合而且不精确。线天线模型（图 14-9b）采用矩量法计算导线中的电流，是对电源和地平面结构的另一种近似[8]。这种方法可以照顾波的传播和过孔的相互作用，但是对复杂结构需要很长的计算时间，并且将这种基于频域的技术和时域电路仿真器直接连接起来并不方便。流行的二维电容/电感网络模型被许多公司用在电路仿真器中对电源/地平面进行的建模（图 14-9c）。采用这种方法，导体平面被分割成了许多小单元，每个单元都可以由电阻或电容表示。这种模型的主要优点是可以进行瞬时 SPICE 型电路仿真，但也需要很大的内存和较长的运算时间。 378

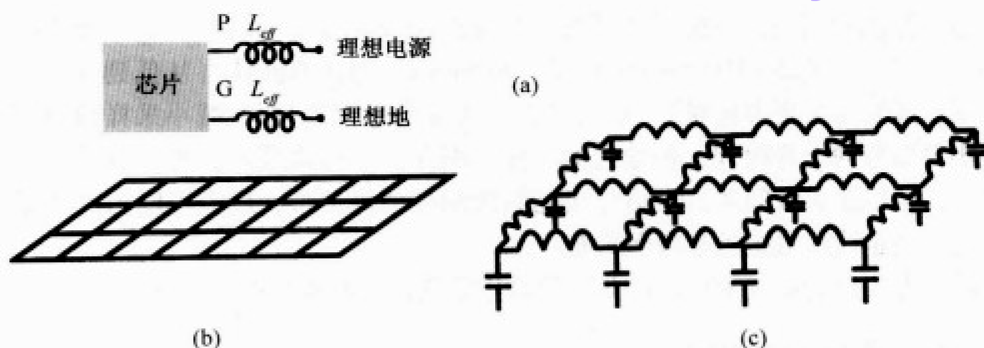


图　14-9

(a) 有效电容模型；(b) 导线天线模型；(c) 电感/电容网络模型

对高精度建模，全波电磁场求解器（electromagnetic field solver），如三维时域有限差分（FDTD）法或有限元（FEM）法，原则上总可以应用。但是三维电磁场求解器需要非常大的计算机资源（很长的计算时间，以及巨大的计算内存空间），所以它们不适合实际设计和分析中作快速建模。

总之，多层电源/地建模和 SSN 仿真的传统技术分以下三步：

(1) 使用基于有限元法、矩量法或者部分元等效电路法（电磁建模方法的讨论参见下一节）的电磁场分析提取电源/地分布系统的寄生参数（等效电路模型）。

(2) 将驱动/接收（晶体管或行为模型）和信号走线（传输线模型）与提取出的电源/地模型组合起来形成 SPICE 型的电路网络。

(3) 运行 SPICE 模型进行 SSN 分析。

这种传统方法的缺点是：

(1) 对实际的 PCB 电源/地平面结构提取时间长。

(2) 如果需要包括精确的电磁模型，对具有上千个电源/地过孔的多层电源/地结构将有巨大的等效电路网络。

(3) 当忽略一些电磁场效应时，电源/地等效电路模型过于简单。

(4) 提取的模型依赖于频率并受带宽限制。

(5) 一旦物理布局改变，需要重新提取模型。

(6) 由于电源/地分布系统单独提取，没有考虑信号分布系统效应，提取的模型丢失了电源/地系统和信号系统之间的相互作用。

为了进行快速准确的电源/地噪声仿真，必须采用特殊功能的电磁场求解器和混合仿真途径。一个较好的方法[9,10]结合场求解器和电路求解器，并且在单个的计算阶段同时计算它们，对电源/地噪声分析效率更高。这种方法避免了提取电源和地的等效电路模型。它对多层结构中的场直接求解麦克斯韦方程组，同时（相同的时间步长）求出电路仿真结果。对图 14-7 图中结构，这种方法的连接机制在图 14-10 中描述。

379

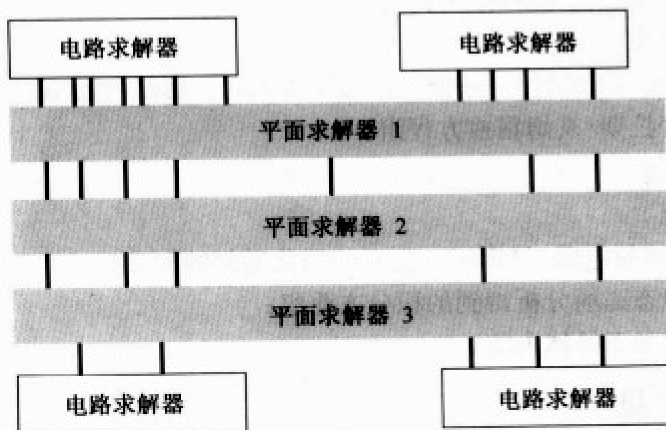


图 14-10 场分析和电路分析结合进行电源/地噪声仿真

去耦合策略是电源/地模型和 SSN 仿真的另一个重要的方面，因为，用更好的层分布（stackup）、优化的去耦电容（Decap）放置和正确的去耦电容值的正确组合，最终消除电源/地噪声是信号完整性分析的目标。许多论文对此进行了详细的讨论[11,12]。

14.5 建模和仿真

14.5.1 电磁建模技术

SI 分析中常用的电磁场建模方法列举如下[13,14]。使用场求解器的 SI 工具多采用下面所列方法的一种或几种。了解这些方法的基本原理有助于 SI 工程师决定赞成或反对该工具以及决定它的应用范围。

（1）边界元法（BEM）和矩量法（MoM），同样的方法不同的名字。

- 求解积分方程组；
- 未知量局限于导体内部；
- 要求构建格林函数，对复杂结构生成该函数十分复杂，而且不适合于非均匀电介质材料；
- 需要求解密集矩阵。

（2）时域有限差分法（FDTD）——分析任意不均匀几何形状的通用而且灵活的方法。

- 求解差分方程组；
- 麦克斯韦方程组的直接时域解；

- 未知量分布于整个区域。计算量大；
- 没有矩阵求逆。

380 （3）有限元法（FEM）——分析任意不均匀几何形状的通用而且灵活的方法。

- 求解拉普拉斯/亥姆霍兹方程组；
- 计算量大；
- 矩阵稀疏。

（4）部分元等效电路（PEEC）法——简化近似的MoM。

- 求解准静态磁场分析得到的积分方程组；
- 未知量局限于导体内部。

14.5.2 SI工具

一个好的SI工具应该包含下列关键部件：提取单/双传输线RLGC矩阵的二维场求解器，单/双有损传输线仿真器，引线、过孔、金属平面的三维场求解工具，接收机/驱动的行为模型。这个SI工具还必须以输入数据导入物理布局文件，并在时域（时序和波形测量）和频域（阻抗参数和S参数）对仿真结果进行后处理。表14-1列出了目前市场上主要的SI工具。

表14-1 主要信号完整性分析工具

公司	工具	功能
Ansoft	SI 2D	通过二维静态直流电磁仿真提取电感、电容参数
	SI 3D	通过三维静态直流电磁仿真提取电阻、电感、电容参数
	PCB/MCM Signal Integrity	PCB/MCM布线前及布线后SI仿真
	Turbo Package Analyzer	封装的RLGC提取
Applied Simulation Technology	ApsimSI	有损耦合传输线的反射、串扰仿真
	ApsimDELTA-I	Δ-I噪声仿真
Cadence	SPECCTRAQuest	SI仿真：传输线仿真，电源平面建立
HP Eesof	Picosecond Interconnect Modeling Suite	耦合线、IO缓冲器的时域和频域仿真
Hyperlynx（PADS）	HyperSuite	单/双传输线仿真
INCASES（Zuken）	SI-WORKBENCH	有损耦合传输线仿真
Mentor Graphics	IS-Analyzer	延迟、串扰仿真
Quantic EMC	BoardSpecialist Plus	延迟、串扰仿真
Sigrity	SPEED97/SPEED2000	电源/地噪声仿真、耦合有损传输线仿真
Viewlogic Systems（Innoveda）	XTK	耦合有损传输线分析
	AC/Grade	电源/地建模

381

14.5.3 IBIS

输入/输出缓冲器信息规范（IBIS），是一种新的用来描述数字集成电路（IC）的输入输出端口模拟行为的标准。IBIS 对基本行为信息指定一致的软件可分解格式。利用 IBIS，仿真工具销售商可以在 SI 仿真中对兼容的缓冲器进行精确的建模。

伴随商业竞争的芯片和封装设计技术的进步，直接导致了对集成电路驱动和接收机新的描述模型的需求。这些模型应是非专有的，并且能够保证传输线和信号完整性相关效应（如串扰和电源/地弹（噪声））仿真的合适的速度和精确度。

数字 IO 缓冲器及其封装和印制电路板的仿真大体上可以通过两种途径实现。传统的方法是采用晶体管级的模型，当小规模仿真或一些特殊网络分析是仿真的目标时，它是有用的。这种方法对大量缓冲器及其连接进行仿真是非常耗时的。晶体管级模型同时也透露了销售者所专有的器件信息。作为这个问题的解决方案，器件的行为模型（如输入输出缓冲器信息规范（IBIS）模型）应运而生[15]。行为 IBIS 建模数据可以从测量和电路仿真中得来。用行为模型进行仿真比相应的晶体管级模型仿真得到更快的仿真速度。行为设备模型不涉及任何关于设计技术和背后制造过程的详细和敏感信息，因此销售商的知识产权将得到保护。

器件的行为 IBIS 模型提供直流电流 - 电压曲线，以及一系列驱动输出电压上升和下降时间和 IO 缓冲器的封装寄生参数信息。值的注意的是 IBIS 模型数据本身并不能提供超出稳态 I-V 曲线的驱动瞬态转换时的详细信息，而在各稳定状态间转换时的确切瞬态信息是 SI 仿真时需要的。公开出版的几个文献给出了如何完成这个提取[16,17]。

如图 14-11 的器件的 IBIS 行为模型表述提供了关于缓冲器的电源和地钳位二极管的 I/V 特性，输入或输出芯片电容（die capacitance，C_{comp}）和封装特性（引线电感 L_{pkg}、电阻 R_{pkg}、电容 C_{pkg} 等的值）。IBIS 模型数据还包括上层和下层器件的直流稳态 *I/V*特性和特定负载阻抗 Z_{meas}（通常为无源电阻）下的（高到低）和（低到高）转换的电压 - 时间特性。 382

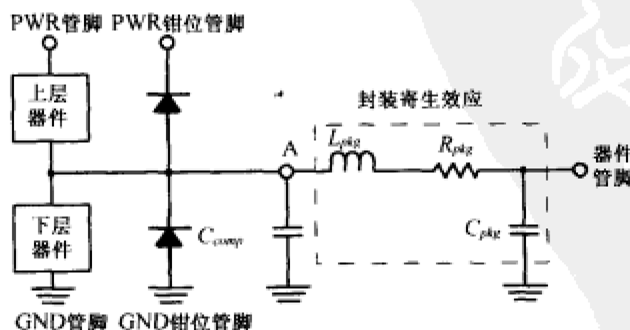


图 14-11 I/O 缓冲器的 IBIS 表述

更多 IBIS 模型的信息请见第 16 章的官 IBIS 网站和电子邮件论坛。

14.6 信号完整性实例

前面的章节讨论了 SI 的定义，典型的 SI 问题，以及它们的起因和重要性，也介绍了 SI 分析的一些背景、理论原理、建模方法和仿真工具。本节我们将通过一个例子，说明怎样利用仿真工具解决一个实际产品在设计过程的 SI 问题。

383

本例中的电路是一个四层 PCB 板，其层分布为信号层/电源层/地层/信号层。一个 DSP 芯片放在电路板接近正中央的位置，此芯片输出的信号具有 500ps 上升沿。在布线阶段注意串扰噪声的约束，布线后的电路板线间距足够宽，将不产生过量的耦合噪声。样品电路板完成后，测量显示当芯片有同时切换的驱动时，时钟信号网络受到了较大的耦合干扰。可视检查显示，时钟网络与存在信号跳变的走线距离很远，所以没有违背抑制串扰的约束条件（图 14-12 显示了时钟网络、信号线网络的拓扑和芯片的位置）。而详细的布线后串扰仿真同样证实，时钟走线和信号走线间的耦合最小。那么拾取噪声是从何处来的呢?

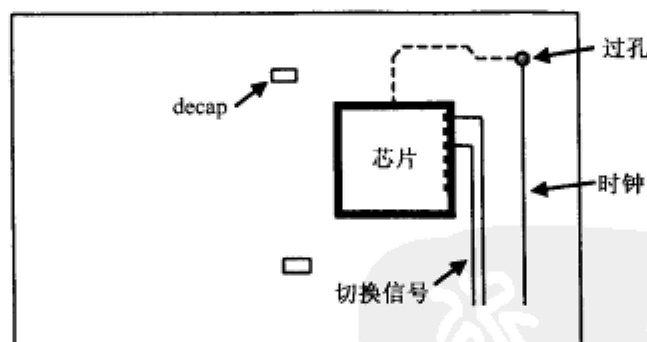


图 14-12 同时切换输出时，PCB 板上有问题的时钟网络

因为噪声的拾取（noise pickup）总是发生在多个器件同时转换到输出状态（SSO）时，下一步的 SI 仿真阶段进行电源/地噪声的全面分析。使用实际的 PCB 结构的 3D 模型和相连的开关电路，PCB 内的电磁场用 Sigrity 公司开发的商业 SI 工具 Speed97（16.12 节 SI 软件商）进行求解，图 14-13 显示了在信号暂态时间为 1.51ns 时的电源和地层间空间电压起伏的瞬时分布（snapshot）。而图 14-14 显示了 10ns 内电源和地平面间噪声电压的历史峰值的空间分布（图 14-14），从这张图上可以很容易地区分开关源和板上的去耦电容的位置。从图 14-14 中还可以注意到，电源/地噪声变换的上角，有许多时钟过孔。图 14-15 的灰度图像同样反映了时钟过孔出现在同时开关噪声严重的区域。

384

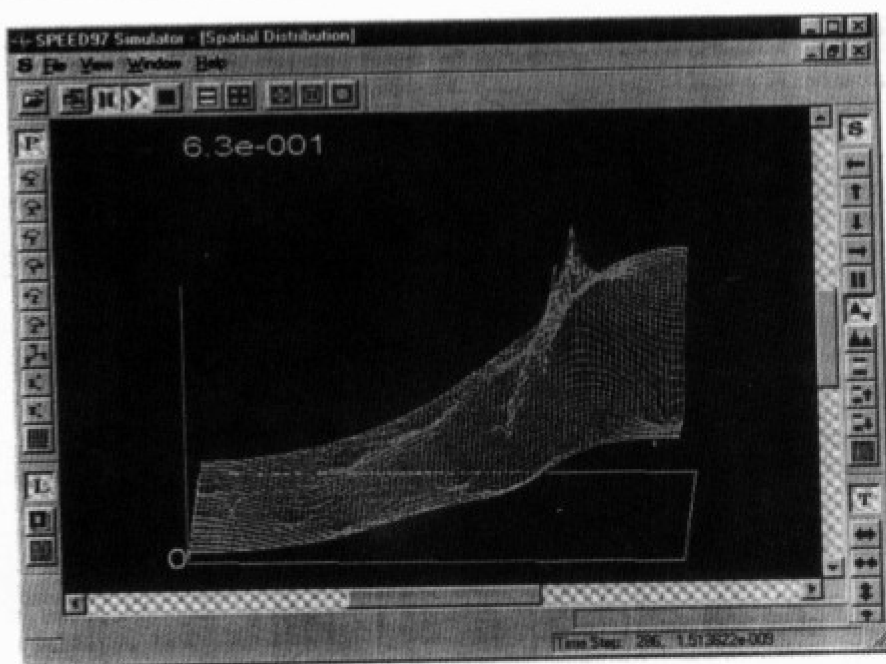


图 14-13 1.51ns 时电源和地平面间空间噪声分布

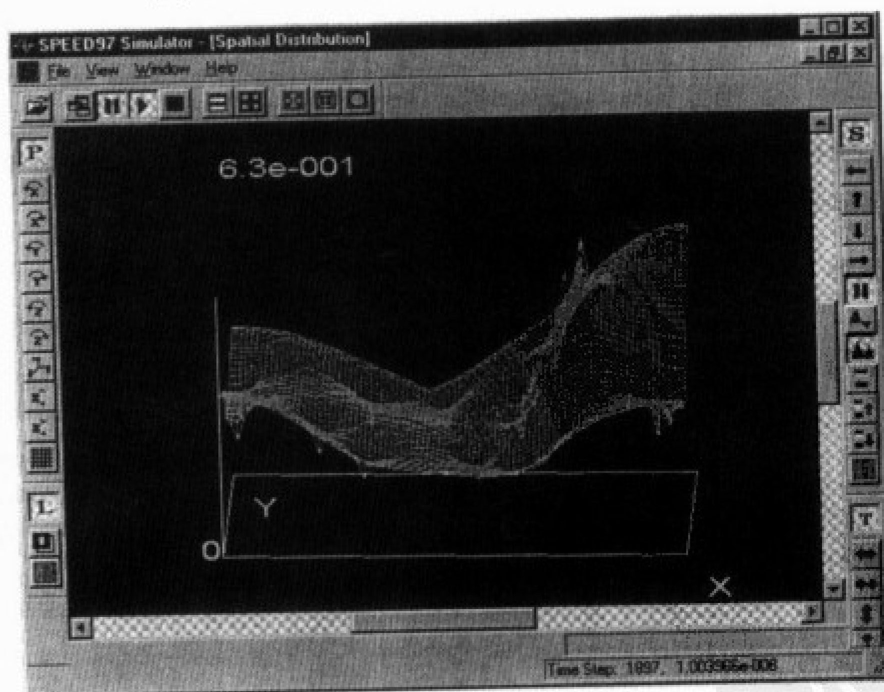


图 14-14 10ns 内电源和地平面间峰值噪声电压空间分布

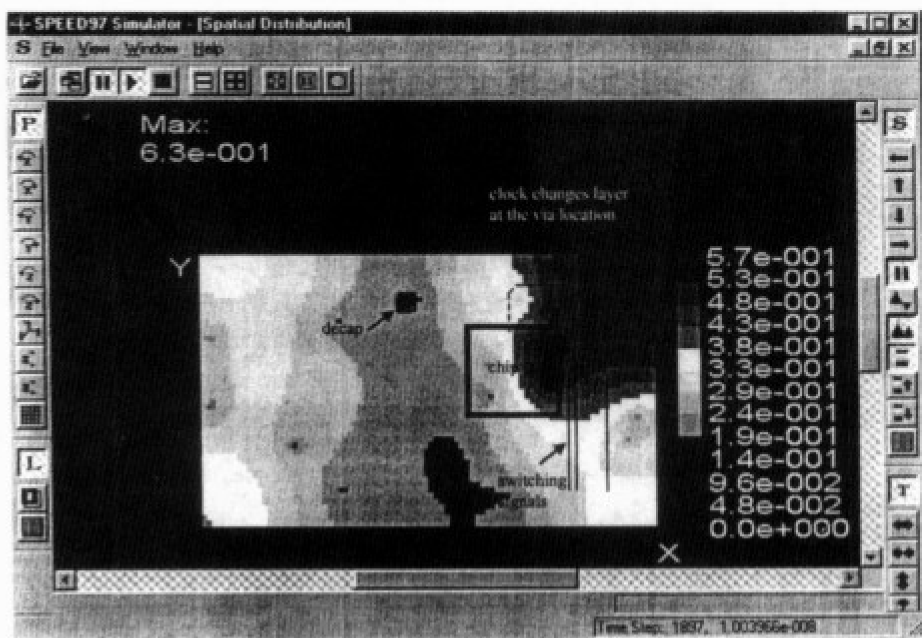


图 14-15 时钟网络的过孔处受到了同时开关噪声的影响

抑制这种耦合噪声的方法十分简单，只要在电路板上角时钟过孔附近添加额外的去耦电容即可，添加去耦电容后电源/地噪声减弱，在时钟中感应的耦合噪声保持在噪声限以下。而去耦电容的合理电容值由一系列假设分析（what-if）仿真得到，这些仿真使用前面提及的 SI 工具来进行。然后，修改后的 PCB 样品电路板验证了场仿真的预测。经过仔细的 SI 分析后，就可实现成功的电路板设计。

参考文献

1. Tai-Yu Chou, "Signal integrity analysis in ASIC design," *ASIC & EDA*, pp. 70 – 81, May 1994.

385

2. Rob Kelley, "Choosing the right signal integrity tool," *Electronic Design*, pp. 78 – 80, Sept. 1995.
3. Lisa Maliniak, "Signal analysis: A must for PCB design success," *Electronic Design*, pp. 69 – 81, Sept. 1995.
4. Jin Zhao and Jiayuan Fang, "Significance of electromagnetic coupling through vias in electronics packaging," *IEEE 6th Topical Meeting on Electrical Performance of Electronic Packaging, Conference Proceedings*, pp. 135 – 138, Oct. 1997.
5. W. Becker, B. McCredie, G. Wilkins, and A. Iqbal, "Power distribuiton modeling of high performance first level computer packages," *IEEE 2nd Topical Meeting on Electrical Performance of Electronic Packaging, Conference Proceedings*, pp. 203 – 205, Oct. 20 – 22, 1993, Monterey, CA.
6. M. Bedouani, "High density integrated circuit design: Simultaneous switching ground/power noises calculation for pin grid array packages," *43rd Electronic Components & Technology Conference, Conference Proceedings*,

pp. 1039 – 1044, June 1 – 4, 1993, Orlando, FL.

7. R. Raghuram, D. Divekar, and P. Wang, "Efficient computation of ground plane inductances and currents," *IEEE 2nd Topical Meeting on Electrical Performance of Electronic Packaging, Conference Proceedings*, pp. 131 – 134, Oct. 20 – 22, 1993, Monterey, CA.
8. A. R. Djordjevic and T. K. Sarkar, "An investigation of delta-I noise on integrated circuits," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 35, pp. 134 – 147, May 1993.
9. Y. Chen, Z. Chen, Z. Wu, D. Xue, and J. Fang, "A new approach to signal integrity analysis of high-speed packaging," *IEEE 4th Topical Meeting on Electrical Performance of Electronic Packaging, Conference Proc.*, pp. 235 – 238, Oct. 2 – 4, 1995, Portland, OR.
10. Y. Chen, Z. Wu, A. Agrawal, Y. Liu, and J. Fang, "Modeling of Delta-I noise in digital electronics packaging," *1994 IEEE Multi-Chip Module Conference, Conference Proc.*, pp. 126 – 131, Mar. 15 – 17, 1994, Santa Cruz, CA.
11. Y. Chen, Z. Chen, and J. Fang, "Optimum placement of decoupling capacitors on packages and printed circuit boards under the guidance of electromagnetic field simulation," *46th Electronic Components & Technology Conference, Conference Proc.*, pp. 756 – 760, May 28 – 31, 1996, Orlando, FL.
12. Larry Smith, Raymond Anderson, Doug Forehand, Tom Pelc, and Tanmoy Roy, "Power distribution system design methodology and capacitor selection for modern CMOS technology," *IEEE Transactions on Advanced Packaging*, pp. 284 – 291, Aug. 1999.
13. Dale Becker, "Tools and techniques for electromagnetic modeling of electronic packages," *IEEE Topical Meeting on Electrical Performance of Electronic Packaging*, Short Course, Oct. 1996.
14. Andrew F. Peterson, "Computer-aided engineering tools for electronic packaging analysis," *IEEE Topical Meeting on Electrical Performance of Electronic Packaging*, Short Course, Oct. 1996.
15. W. Hobbs, A. Muranyi, R. Rosenbaum and D. Telian, Intel Corporation, "IBIS: I/O buffer information specification overview," *http://www.vhdl.org*, Jan. 14, 1994.
16. Peivand F. Tehrani, Yuzhe Chen, and Jiayuan Fang, "Extraction of transient behavioral model of digital I/O buffers from IBIS," *IEEE Electronic Components & Technology Conference*, Conference Proceedings, May 1996.
17. Ying Wang and Han Ngee Tan, "The development of analog SPICE behavioral model based on IBIS model," Proceedings of the Ninth Great Lakes Symposium on VLSI, March 1999.

386

第 15 章 EMC 标 准

15.1 引言

标准（通常以文件形式公布）所描述的是与特定标准的范围和规定密切相关的各个方面已经形成的共识。其目的是要成为能够辅助生产厂家、使用者及其他可能相关者的指南。这个有些哲学意味或者使命性的标准定义是美国国家标准的基础[1]。本质上类似的目标也是构成其他标准的广泛基础，无论是军用标准或者民用标准，国家标准或者国际标准。标准中规定的性能规格通常是必需考虑的最低要求，应该能够合理地保证所有遵守这些规格的特殊设备或子系统当运行在符合其设计条件的环境中时，在其设计允许的容限之内应该能够很好地工作。[2]

在实践中，各国的军用标准在军方对设备的购买和使用时通常是要求强制执行的。同时军用标准一般比非军用商业化标准或者民用标准更加详细和严格。类似地，由专业机构或者管理机构（例如美国国家航空航天局，NASA）发布的标准，所具有的强制力因其对应的机构而异。另一方面，民用标准或者非军用标准并非都是强制的。例如由美国国家标准协会（ANSI）发布的美国国家标准在美国就是自愿的。事实上，美国国家标准并不在任何方面阻止任何人（不论是否赞成标准）制造、营销、购买或者使用不符合标准的产品、工艺（process）或者方法。美国国家标准的自愿性是显而易见的。在大多数国家，管理电磁发射的标准或者规定是由国家机构强制执行和监督的（见第 12 章），例如美国联邦通信委员会（FCC）和德国通信管理中心（ZZF）。在一些欧洲国家（在不久的将来可能会是所有的欧洲国家），与电磁发射和电磁发射抗扰度相关的标准甚至在非军用的商业应用中也是强制执行的。

387

15.2 EMI/EMC 相关标准

大多数的电子电气设备、电路和系统都会有意或者无意的发射电磁能量。这种发射能构成电磁干扰（见 1.1 节）。同时，许多现代电子装置、电路和设备能够响应这种电磁干扰或者受其影响。我们所面临的情形中，各种设备既是罪犯又是受害者。这个问题在现代半导体器件和 VLSI 电路中变得更加严重，在电磁干扰下，它们容易

发生故障甚至完全损坏，因为这些设备对于电磁干扰的抗扰度阈值相对较低。与电磁发射（构成电磁干扰）以及设备、子系统和器件抗电磁干扰（电磁兼容）有关的问题在无线广播、通信、控制、信息技术产品、仪器、计算机、电能的生产和传输中经常出现。

作为确保电磁兼容性的实际度量措施，各种设备的设计和性能标准不断的演化，不同的机构也在不断发布各种相关标准。这些标准的目标是对不同的设备制定合理的电磁发射电平的限值以及抗扰度限值。电磁干扰或者电磁兼容常常涉及弱的信号或者干扰电平，测试流程要求在极低功率时的精确测量。另外，不同的测试流程或者不同的测试仪器会带来不同的测试结果，尽管差异性可能较小。因此，谨慎定义测试流程和测试仪器是十分必要的。相应的，标准也会规定测量电磁（干扰）发射和抗扰度的测试流程和仪器。相同的仪器在不同的测试地点测试会显现出显著的差异，为了避免这一领域的困难在这方面我们必须给予充分的注意。

在本章，我们详细叙述了EMI/EMC标准。这种讨论绝不是对任何特定标准或者在某个特定标准中给出的测量仪器进行详尽和完全的描述。相反，本章的目标是使读者熟悉EMC标准的一些比较实用的方面，以及本领域中一些已经发布的主要标准。

对电磁干扰（EMI）和电磁兼容（EMC）的测试和评估包括以下方面的测量和兼容：

- 传导发射（CE）
- 辐射发射（RE）
- 传导发射的敏感度/抗扰度（CS）
- 辐射发射的敏感度/抗扰度（RS）

这些测试涵盖了窄带和宽带发射。窄带测试处理连续波（CW）模式的发射和干扰。宽带测试涉及如静电放电、浪涌和其他实际遇到的类似瞬态情况。在第5~8章我们对传导EMI/EMC测试的总体框架、测试流程、使用仪器以及必要的预防措施做了详述。 388

15.3 MIL-STD-461/462

美国军用标准461和462[2,3]构成了最全面的电磁兼容标准集。MIL-STD-462规定了测试方法和符合MIL-STD-461流程的细节。并列的文档MIL-STD-461列出了EMI/EMC相关的电气、电子、机电设备和子系统的性能规格。

MIL-STD-461和MIL-STD-462在1967年到1968年首次出版。MIL-STD-461在

接下来的 20 年间经历了两次主要修订。两个文档在 1993 年 1 月经过全面的修订后，编号为 MIL-STD-461D 和 MIL-STD-462D 出版。D 版包括了文件中提及的每个规范的相关信息和背景资料的附录。

MIL-STD-461/462 文档已经演化成美国国防部使用的文件。有几个其他国家的军方也采用了该标准，有些标准非常接近，有些做了一些小改动。

在 MIL-STD-461D 中规定的 EMI 控制电平适用于子系统级硬件，以确保不同的子系统集成到一个设备和系统时的电磁兼容性。MIL-STD-461D 规定了传导发射、传导发射敏感度和抗扰度、辐射发射、辐射发射敏感度和抗扰度的允许电平。频率范围和不同规格适用的实际条件在表 15-1 ~ 表 15-4 中列出。

表 15-1 MIL-STD-461D 中规定的传导发射极限值

规　格	频率范围	适　用　性
CE101	30Hz ~ 10kHz	从 EUT 以外的源获得电力的电源线（包括回线）
CE102	10kHz ~ 10MHz	从 EUT 以外的源获得电力的电源线（包括回线）
CE106	10kHz ~ 40GHz	发射机和接收机的天线端子

15.3.1 传导干扰控制

参考表 15-1 中列出的传导发射控制，传导发射限制低频部分的基本目的就是确保受试设备（EUT）到供电电源的连接不使电源线上的电源质量变坏（或者在电压波形上引入畸变）超出允许的限值。而在高频范围规定传导发射限值的目的是保护接收机（它与天线端子相连）不受到与 EUT 连接的电源电缆辐射干扰所引起的降级的影响。

389 表 15-2 中给出的敏感度和抗扰度是为了确保设备性能不会因为电源线上电压波形的畸变而降级。CS103/104/105 要求的目的是提供合理的保证，使得不管出现下列任何情况接收机和其他子系统（连接到天线）响应的任何变化对于带内信号下都在允许的限值内：

390

- 接收机通带外的两个信号由子系统的非线性在通带内形成的互调产物（CS103）
- 接收机通带外信号（CS104）
- 带外信号到带内信号传输中的调制

表 15-2 MIL-STD-461D 中规定的传导辐射敏感度/抗扰度

规　格	频率范围	适　用　性
CS101	30Hz ~ 50kHz（如果 EUT 是直流供电）；EUT 电源供电的二次谐波频率在 50kHz（如果 EUT 是交流供电）	设备和子系统的输入电源线（交流和直流），但不包括回线

（续）

规　　格	频率范围	适　用　性
CS103（天线端子(port)互调）	15kHz～10GHz	接收机前端，例如通信接收机、射频放大器、无线电收发机、雷达接收机和电子战接收机
CS104（天线端子无用信号）	30Hz～20GHz	接收机前端，例如通信接收机、射频放大器、无线电收发机、雷达接收机和电子战接收机
CS105（天线端子交调）	30Hz～20GHz	处理幅度调制射频信号的接收机前端
CS109（壳体电流(structure current)）	60Hz～100kHz	工作频率范围为100 kHz，灵敏度在1μV或以下的设备和子系统的特殊需要
CS114	10kHz～30MHz适用所有；30MHz～400MHz适用特殊系统或作为可选项	互联电缆，包括电源电缆
CS115（脉冲激励）		飞机和空间系统的互联电缆，包括电源电缆
CS116（阻尼正弦瞬变）	10kHz～100MHz	互联电缆，包括电源电缆和单个电源线

在第3章我们讨论了这三种干扰类型的基础。

CS109的目的是为了确保设备性能不被平台结构中的电流辐射引起的磁场影响。CS114/116/115用于确保设备对测试平台可能产生的电流和电压波形（包括瞬变信号）或者电磁场的抗扰度。

测试和评估的方法，以及传导发射、传导发射敏感度和抗扰度测量的仪器在第7章已经做了描述。针对脉冲干扰的敏感度和抗扰度的测试系统设置和流程已在第8章讲述。这些流程可以用来测量EUT传导发射电平，确定EUT对于传导干扰敏感度和抗扰度。然而，当需要严格遵守MIL-STD-461D和MIL-STD-462D时，就必须按照文档中规定的细致步骤和程序来实现。

391

15.3.2 辐射干扰控制

RE101/102（见表15-3）规定的辐射发射限值目的在于控制EUT及其相连的电缆的磁场和电场发射。类似地，表15-4中列出的不同要求规定的辐射发射下的EUT的敏感度和抗扰度限值是为了确保设备在RS101/102/103中的不同磁场、电场、电磁场中操作性能不会下降。

为确定EUT辐射发射，或EUT辐射发射敏感度和抗扰度，在第6章中描述的试验装置和测试步骤可以在这里使用。第8章描述的测试装置和流程可用于确定设备对

不同的脉冲或瞬态干扰的抗扰度。然而，当要严格遵循 MIL-STD-461D 和 MIL-STD-462D 的要求时，则由必要参考这些文档，按照其规定的细节步骤和流程来操作。

表 15-3 MIL-STD-461D 中规定的辐射发射的极限值

规 格	频率范围	适 用 性
RE101（磁场）	30Hz~100kHz	设备和子系统的外围，以及所有互联电缆（特殊的排除）
RE102（电场）	10kHz~18GHz	设备和子系统的外围，以及所有互联电缆（特殊的排除）
RE103（天线乱真谐波输出）	10kHz~40GHz	该测试和 CE106 可互换

表 15-4 MIL-STD-462D 中的辐射发射敏感度/抗扰度规范

规 格	频率范围	应 用
RS101（磁场）	30Hz~100kHz	设备和子系统的外围，以及所有互联电缆（特殊的排除）
RS103（电场）	10kHz~40GHz	设备和子系统的外围，以及所有互联电缆（特殊的排除）
RS105（瞬变电磁场）		当设备和子系统放置在保护设施外时，设备和子系统的外围

15.3.3 中等暴露电平时的敏感度

传导和辐射发射的敏感度限值通常指需要兼容的最大值。这也是确保 EUT 甚至在低于这些的极限电平下有令人满意的功能所必需的。存在这样是例子，即 EUT 在最大极限电平下能实现满意的功能，但在中等电平的传导和发射发射干扰条件下却不能达到满意的功能。为此，传导和辐射发射的抗扰度和敏感度除规定的最大限值之外，经常必须在几个中等干扰电平进行验证。

15.3.4 其他军用标准

在 EMI/EMC 领域中最重要的美国军标是 MIL-STD-461 和 MIL-STD-462。过去 50 年中 EMI/EMC 领域许多关键的发展都是美国军方在该领域强力推动的结果。美国军方的兴趣还导致了以 EMI/EMC 为重要成分的许多其他军用标准的发展。它们包括：

MIL-STD-463：定义和装置系统，EMI/EMC 技术

MIL-STD-6051：EMC 需求，系统

MIL-STD-1541：空间系统的 EMC 需求

MIL-STD-1542：空间系统设备的 EMC 和接地需求

MIL-STD-1818：电磁效应，系统需求

以上所列的只是在该领域中有代表性的几个美国军用标准。这些都与元件、电路、子系统及系统级的性能需求相关。在许多的应用中，EMC 在所有这些级别上都非常重要。此外，还有很多 EMC 规范和需求因不同的应用情况（例如地基、舰载、机载、空基等）和设备的类型（例如雷达、通信、控制系统、供电电源、数据处理

器、计算机等）而变化。了解存在许多的军用规范文件和标准面向这些应用即可。

15.4 IEEE/ANSI 标准[1,4,5]

在电磁干扰和电磁兼容领域还有另一套标准，它们开始的历史更早一些（见 1.2 节），是由美国国家标准协会（ANSI）颁布的 C63 系列标准。电气和电子工程师协会（IEEE）积极参与了这些标准的发展和发行。IEEE 也颁布了与 C63 系列交叉的几个标准。IEEE/ANSI 标准是完全自愿的，它代表着广大专家学者在该问题上的一致观点。这些文档不定期地得到修订。这些文档中的任何一个如果超过 5 年且没有重新确认，就不能完全反映当前的技术发展水平，尽管它的内容可能仍旧存在价值[4]。 392

表 15-5 选择列出了一部分 IEEE/ANSI 标准。不同的标准涵盖了定义、术语、试验平台和测量流程、最小化 EMI 方针以及 EMI/EMC 推荐限值。

表 15-5 涉及 EMI/EMC 的 ANSI/IEEE 标准

主 题	标 准
定义和术语	IEEE Std 32，IEEE Std 211，IEEE Std 539，IEEE Std 776，C62.41，C62.47
测试和测量流程	IEEE Std 139，IEEE Std 187，IEEE Std 213，IEEE Std 291，IEEE Std 299，IEEE Std 376，IEEE Std 377，IEEE Std 430，IEEE Std 469，IEEE Std 473，IEEE Std 475，IEEE Std 644，IEEE Std 1027，ANSI C62.36，ANSI C62.45，ANSI C63.4，ANSI C63.5，ANSI C63.6，ANSI C63.7，ANSI C63.16
设计方针	IEEE Std 140，IEEE Std 518，ANSI C63.13
性能极限	ANSI C37.90.2，ANSI C63.2，ANSI C63.12，ANSI C63.16

测试和评估方法

辐射发射，或者辐射发射敏感度和抗扰度的基本测试方法之一是使用开阔场测试（OATS）的测试。我们在第 5 章已经全面的描述了 OATS 的特性和使用 OATS 的测量。第 5 章中介绍的内容和标准 C63 中的内容（C63.7，C63.6，C63.4）是一致的。不论在何时采用试验室测试法进行测量，如在第 6 章中描述的测试，试验平台和试验结果的有效性常常是需要通过参考在 OATS 中的测试来再审定的。这种比较和有效性通常是通过比较使用试验室测试平台精确测量得到的结果和开阔场对标准元件如校准天线进行的类似测量的结果完成的。

第 7 章中描述的测量传导发射或者传导发射敏感度和抗扰度的流程大体上是和 IEEE/ANSI 发行的相应的标准（IEEE Std 213，C63.4）相一致的。

第 8 章中描述的设备、子系统或装置的脉冲干扰的敏感度的不同评估流程总体上符合 IEEE/ANSI 在该主题上发布的标准（C62.41，C62.45，C62.47，C63.16）。

正如 MIL-STD-461/462 中所指出的，不论何时需要严格遵循 ANSI/IEEE 标准，都必须按照详细的测量流程，以及标准中规定的每一步去操作。

15.5 CISPR/IEC 标准

在 1.2.1 节中我们指出的以欧洲为基础的国际无线电干扰特别委员会（CISPR）自 20 世纪 30 年代就积极地从事于发展 EMI/EMC 方面的国际标准，并且被国际电工委员会（IEC）公布。CISPR/IEC 的成就是国际性的，不仅涉及欧盟国家，也包括其393他的非欧盟国家，例如澳大利亚、加拿大、印度、日本、韩国和美国。表 15-6 中给出了 IEC/CISPR 关于 EMI/EMC 的文件。

表 15-6 关于 EMI/EMC 的 IEC/CISPR 标准

主 题	标 准
通用	CISPR 7，7B，CISPR 8B，CISPR 10
测量流程和仪器使用	CISPR 16，CISPR 17，CISPR 19，CISPR 20，CISPR 8B，8C，CISPR 11，CISPR 12，CISPR 13，CISPR 14，CISPR 15，CISPR 18-1，2，3，CISPR 20
性能限制	CISPR 9，CISPR 11，CISPR 12，CISPR 13，CISPR 14，CISPR 15，CISPR 18-3，CISPR 21，CISPR 22

测试和评估方法

和 ANSI/IEEE 标准一样，IEC/CISPR 文档和标准仅仅是建议。它让参与的国家和其他国家决定建议中的哪部分在它们国家实行和如何实行。第 6～8 章的测试平台和测试流程的描述大体上能够和相应 IEC/CISPR 标准中的测试一致。在需要严格遵循标准的时候，参考相应的标准，按照列出的细节和流程去操作是十分必要的。

15.6 FCC 法规

美国联邦通信委员会（FCC）负责促进和保证美国各种涉及无线电广播和传播设施的各种法规能有效执行。FCC 也肩负着对各种电子电气装置设备的电磁发射控制的规范化。这在电信联邦法规 47（华盛顿特区：美国国家档案管理部）中颁布。对无线电频率装置和设备的电磁发射（无意和有意的辐射）的限值进行了规定的规范，在第 15 部分 J 子部分中描述；第 18 部分给出了关于工业、科学、医学（ISM）设备的类似信息。

以下是 FCC 颁布的几个相关文档：

- OST 55 号公告：开阔场测试特性

- FCC/OET MP-3：输出信号电平、输出端传导乱真发射、转换开关特性、在TV干扰装置的无线电噪声发射等的测量方法
- FCC/OET MP-4：计算装置的射频发射测量流程
- FCC/OET MP-5：工业、科学、医学设备的无线电噪声发射测量方法

第5~8章中提到的测试平台和流程一般能够利用FCC法规兼容测试。FCC提倡和鼓励使用ANSI C63.4-1992[4]中对数字设备、有意辐射源和其他无意辐射源规定的测试流程。 394

15.7 英国标准[6]

在英国，对各种不同的电子、电气、机电设备的电磁发射的法规和限制是基于1949年和1967年颁布的无线电报法案强制实施的。这些法案和相关法规最初的目标是确保无线电广播和通信服务的质量。随着人们对电磁发射和这种发射可能导致的干扰关注程度的提高，几个其他类电子电气设备的应用规范得到了发展。为了确保和这些需求相适应，英国标准协会（BSI）发展并发布了几项标准。表15-7列出了一些关于EMI/EMC的英国的主要标准。

表15-7 一些关于EMI/EMC的英国标准（BSI）

主 题	标 准
定义和术语	BS 4727，BS 5406
测试和测量流程	BS 727，BS 800，BS 833，BS 1597，BS 4809，BS 5049，BS 5394，BS 6299，BS 6527，BS 6667，BS 6839，BS 613，BS 800，BS 833，BS 905
性能限值，规范	BS 1597，BS 4809，BS 5394，BS 5406，BS 6527

除了测量方法以外，英国标准还包括特定产品的EMC规范标准（就像其他的几种标准），例如家用电器（BS 8005，BS 5404）、无线电和电视广播接收机（BS 905）、信息技术产品（BS 6527）和工业处理测量和控制设备（BS 6667）。英国以及其他几个欧洲国家都在积极发展统一的欧洲标准。我们在15.9节中讨论这些统一的标准。其中，英国也主导了一个对EMC测试、评估以及咨询机构深入和系统的研究（称为Atkin报告，1989年）。报告涵盖的内容包含了现状和项目未来的需求。该报告主要结果的总结可以在参考文献［6］中找到。这份报告显示英国对EMC标准（发射和抗扰度）在工业生产和消费品中强制执行的重视和严肃性的态度。

15.8 VDE标准

德国是另一个长期强调EMI/EMC规范的国家。在德国，EMI/EMC标准是由VDE发展和颁布的。VDE颁布的这种标准作为法规由德国通信管理中心（ZZF）强

395 制执行。一些相关的 VDE 文档在表 15-8 中列出。

表 15-8 一些关于 EMI/EMC 的 VDE 标准

主 题	标 准
定义和术语	VDE 0870-1，VDE 0228，VDE 0839
测试和测量仪器及流程	VDE 0843，VDE 0846，VDE 0847，VDE 0871，VDE 0872，VDE 0875，VDE 0876，VDE 0877，VDE 0878
设计方针和性能限制	VDE 0565，VDE 0839，VDE 0843，VDE 0871，VDE 0872，VDE 0873，VDE 0875，VDE 0878，VDE 0879

德国已经成为发展和确保消费品和工业仪器及控制产品遵循 EMI/EMC 标准的领军者。在一些方面，德国 EMI/EMC 标准已经比其他国家的都要严格，这些标准不仅在德国的工业生产中被贯彻，它们也在德国进口和出售的产品中执行。

15.9 欧洲标准

欧洲标准（Euro Norms）代表了首次旨在制定由多个国家立即实施的共同 EMI/EMC 标准的跨国行动。这是欧洲共同市场的出现和去除贸易关税壁垒的直接结果。在这种情况下，协调技术标准是符合逻辑的。这在欧盟的所有国家中不仅对促进可互换性和适应性是必需的，也是无论制造商国别如何都要保证电子、电气设备安全和可靠的操作所必需的。396

欧洲标准由 CENELEC 讨论和发展，所有相关的欧洲国家都在其中有代表。欧洲标准协调并集成了各个相关国家的国家标准。这些标准由相关的国际标准派生而来，主要是那些由 CISPR/IEC 颁布的标准。一旦这些欧洲标准颁布，各成员国家负责标准化和法规的机构就制定各自的国家标准，这些国家标准对应的欧洲标准是一致的。这样欧盟的各个成员国使用的是同一的标准。表 15-9a 和 15-9b 给出了覆盖了 EMI/EMC 的一系列欧洲标准，以及它们对 BSI 和 VDE 的规范以及 CISPR/IEC 出版物的引用。欧洲的标准不仅覆盖了发射极限，同时还包括了不同设备的最小抗扰能力。

397 管理 EMI/EMC 的欧洲标准最初计划以欧盟电磁兼容指令 89/336/EEC 从 1992 年开始在欧盟所有成员国执行。执行的日期后来被重新安排为 1996 年 1 月。欧盟指令对于各成员国都生效，且其效力高于国家法规；然而，每一个成员国在指定的时期内都需要国家立法，以保证兼容。电磁兼容文件的规定对于电子、电器、电机设备的制造商使用者都有规定。这些规定不仅应用在欧盟成员国内制造的产品，而且应用于欧盟成员国内销售的产品，即使这些产品在欧盟成员国外制造。

表 15-9（a） 欧洲标准中关于抗扰度电平及相关 BSI、VDE、CISPR/IEC 出版物

欧洲标准	主 题	BSI	VDE	CISPR/IEC
EN 55020	来自广播接收机和相关设备的无线电干扰的抗扰度	BS 905-2	VDE 0872-20	CISPR 20
EN 60555-2 60555-3	家用电器及类似设备引起的供电系统的干扰	BS 5406		IEC 555-2-3
EN 60801-1	替换 RE ESD，工业生产测量和控制	BS 6667	VDE 0843-1	IEC 801-1
60801-2	设备中辐射发射和静电放电		VDE 0843-2	IEC 801-2
60801-3			VDE 0843-3	IEC 801-3
60801-4			VDE 0843-4	IEC 801-4
EN 50082-2	电磁兼容通用抗扰度标准（工业）			
EN 610002-2	低频传导干扰和信号，以及公用低压供电系统的兼容等级	BS-EN 61000-2-2		IEC 1000-2-2
EN 610004-8	工频磁场抗扰度测试	BS-EN 61000-4-8		IEC 1000-4-8
EN 610004-9	脉冲磁场抗扰度测试	BS-EN 61000-4-9		IEC 1000-4-9
EN 610004-10	阻尼振荡磁场抗扰度测试	BS-EN 61000-4-10		IEC 1000-4-10

表 15-9（b） 欧洲的发射极限标准，BSI，VDE，CISPR/IEC 的相关部门出版物

欧洲标准	主 题	BSI	VDE	CISPR/IEC
EN 55014	家用电器，手持式设备和类似的电设备的无线电干扰特性的限值和测量方法	BS 800	VDE 0875-1	CISPR 14
EN 55015	荧光灯和光源的无线电干扰特性的限值和测量方法	BS 5394	VDE 0875-2	CISPR 15
EN 55022	信息技术设备的无线电干扰特性的限值和测量方法	BS 6527	VDE 0878-3	CISPR 22
EN 55013	广播接收机和相关设备的无线电干扰特性的限值和测量方法	BS 905-1	VDE 0872-13	CISPR 13
EN 500651	3kHz～148.5kHz 的低电压电气安装信令	BS 6839	VDE 0808-1	
EN 55011	工业/科学/医学（ISM）的射频设备的无线电干扰特性的限值和测量方法	BS-EN 55011	VDE 0871-11	CISPR 11
EN 50081-1	电磁兼容一般发射标准（家居、商用、娱乐（light））	BS-EN 50081-1		
EN 60004-7	电力供应系统和设备连接的谐波和内部谐波测量和使用设备的通用指南	BS-EN 6000-4-7		IEC 1000-4-7

15.10 日本的EMI/EMC标准

日本的EMI/EMC法规目前还不是强制性的。然而，日本自愿引入EMI/EMC标准的努力非常强烈。VCCI（日本电波障害自主规制协议会）已经发布了标准（1986年），该标准对于信息技术产品的传导发射和辐射发射都给出了允许的极限值。标准的制定得到了日本电子工业发展协会（JEIDA）、日本商用机械协会（JBMA）、日本电子工业协会（EIAJ）、日本通信工业协会（CIAJ）的协助。尽管VCCI颁布的标准是自愿遵守的，但是VCCI进行市场抽样测试并公布测试结果，所以鼓励了各个生产商在其产品中提高并监控EMI/EMC的控制。测试方法和性能极限基于CISPR/IEC 22出版物。VCCI的Class 1对应CISPR规范的Class A，VCCI的Class 2对应CISPR规范的Class B。

除了VCCI的努力，JEIDA同样也出版了设备对于EMI的抗扰度以及谐波电流注入到公共电源系统极限值的指导方针。这些指导方针从1996年开始已应用到信息技术设备产品上。JEIDA颁布的抗扰度指导方针包括静电放电、辐射敏感度、传导电快速瞬变脉冲以及雷电和电压浪涌脉冲的抗扰度，均基于CISPR/IEC801系列。输入谐波电流极限的指导方针是基于CISPR/IEC 77A文件的。

15.11 性能标准——一些比较

15.11.1 美国军用标准

最优的性能规范或者标准是和最终应用相关的。表15-10给出了一些MIL-STD-461D中的规定。确定是否符合MIL-STD-461D的规定的测试需要一个峰值检波器（见第7章）。注意表15-10不是MIL-STD-461D规范所给出的完整表格，只是列出了一些规定的例子。一些规定根据使用机构（陆军、海军、空军）和机构中的应用（例如：舰船、潜艇、飞机、航天系统等）的不同而发生变化。这种方式允许在必须严格的应用中采用严格的规定，而在其他应用中采用不太严格的规定，从而降低了成本。军用的标准一般要比相应的民用标准严格很多。

398

表15-10 MIL-STD-461D中一些EMI/EMC规定的例子

MIL-STD-461D的要求	规	定	备 注
EUT电源线的传导发射（AC&DC）			
CE101	30Hz ~ 1kHz	100dBμA	用于海军舰船
	1kHz ~ 10kHz	*110 ~ 90dBμA	和陆军飞机
CE102	10kHz ~ 500kHz	*94 ~ 60dBμV	
	500kHz ~ 10MHz	60dBμV	

（续）

MIL-STD-461D 的要求	规	定	备 注
辐射发射			
RE101	30Hz ~ 100kHz	* 180 ~ 110dBpT	（7cm 处测量）
		* 146 ~ 76dBpT	陆军应用（50cm 处测量）
RE102	10kHz ~ 2MHz	* 60 ~ 24dBμV/m	陆军飞机和
	2MHz ~ 100MHz	24dBμV/m	航天系统
	100MHz ~ 18GHz	24 ~ 26dBμV/m	
RE103	40kHz ~ 40GHz	谐波（二阶和三阶除外）和乱真发射低于基波 80dB	
传导发射抗扰度	30Hz ~ 5kHz	136dBμV	
CS101	5kHz ~ 50kHz	* 136 ~ 116dBμV	
CS103	供应方提供的规范	120dBμA	
CS104		* 120 ~ 103dBμA	
CS105		* 103 ~ 60dBμA	
CS109-1	50Hz ~ 500Hz		
	500Hz ~ 20kHz		
	20kHz ~ 100kHz		
CS114，CS115&CS116	（请见 MIL-STD-461D）		
辐射发射抗扰度			
RS101	30Hz ~ 60Hz	180dBpT	陆军应用
	60Hz ~ 100kHz	* 180 ~ 116dBpT	
RS103	10kHz ~ 1GHz	10V/m 50V/m	空军的地面应用
	1GHz ~ 40GHz		

* 随着频率的对数坐标的变化线性减少。

15.11.2 IEC/CISPR 标准

为了定义性能标准，IEC/CISPR 的方法将设备分为了两大类——A 类和 B 类。A 类设备应用在工业、商业环境。B 类设备主要用于居民区环境，不支持在工业或商业环境下使用。B 类设备的例子包括个人计算机、计算器，它们主要针对一般公众应用。欧盟在欧洲标准中采用了 IEC/CISPR 的分类和规定。表 15-11 说明了 IEC/CISPR 的 EMI/EMC 的规定。IEC/CISPR 的发射极限用准峰值的检波器来测试（请见第 7 章）。同样的性能极限在欧洲标准中也有规定。 399

表 15-11 IEC/CISPR 的发射极限

频率范围	A 类限值		B 类限值	
	准峰值检测	平均值检测	准峰值检测	平均值检测
传导发射（dBμV）				
0.15MHz～0.5MHz	79	66	*66～56	*56～46
0.5MHz～5.0MHz	73	60	56	46
5.0MHz～30.0MHz	60	60	60	50
辐射发射（dBμV/m）				
30MHz～230MHz	30(A)		30(B)	
230MHz～1000MHz	37(A)		37(B)	

*随着频率的对数变化而线性减小。

（A）在 30m 处测量。

（B）在 10m 处测量。

15.11.3 ANSI 标准和 FCC 规定

美国国家标准 ANSI C63.12-1987 采用 IEC/CISPR 的规定（如表 15-11）。此外，ANSI C63.12-1987 推荐以下的规定：

- 低于 800kHz 的辐射发射在 10m 的距离测量（频率为 f，kHz）时，任何方向的发射不得超过 $\{87.6-20\log f\}$ dBμV/m。
- 频带为 800kHz～230MHz 的辐射发射在 10m 的距离测量时，设备任何方向的发射不得超过 30dBμV/m
- 800kHz 以下的共模传导发射电流（测量频率 f，kHz）不应该超过 $2400/f$ mA。
- 800kHz 以上的共模传导发射电流不应该超过 3mA。

这两个传导发射的测量是用一个电流探头测试的（请见第 7 章），但是表 15-11 所给出的传导发射的极限是基于线性阻抗稳定网络来测量噪声电压的。

正如前面所描述的，尽管美国国家标准是在广大的制造商和用户的共识的基础上发展的，但这些标准仅仅是推荐标准。没有规定强制使用。另一方面，美国联邦法规中所规定的传导和辐射发射限值在美国则是强制性的。表 15-12 给出了 FCC（美国联邦通信委员会）规定的传导和辐射发射限值，测试采用一个准峰值检波器进行。400 A 类设备的辐射发射在距离 10m 处进行测试，其他的在 3m 的距离进行测试。A 类和 B 类分类在 FCC 中也被广泛地应用，尽管个别的规定可能和 IEC/CISPR 的有所不同。在 FCC 的规定中，任何时候利用准峰值检波测得的结果比同样的情况下用平均值检波器（至少有 9kHz 的带宽）测得的结果高 6dB 或更多，此时发射视为宽带的。为了和表 15-12 中的限值进行比较，从准峰值检波器中读取的示数必须减去 13dB。

表 15-12 FCC 的传导和辐射发射的限值

频率范围	A 类设备	其他设备
传导发射，dBμV		
0.45MHz ~ 1.705MHz	60	47.9
1.705MHz ~ 30MHz	69	47.9
辐射发射，dBμV/m		
30MHz ~ 88MHz	39 (A)	40 (B)
88MHz ~ 216MHz	43.5 (A)	43.5 (B)
216MHz ~ 960MHz	46.4 (A)	46 (B)
高于 960MHz	49 (A)	54 (B)

注：(A) 在 10m 处测量 (B) 在 3m 处测量

15.11.4 脉冲干扰抗扰度

IEC/CISPR 的规定同样也包括了抗扰度的要求，特别是包含了几种类型的脉冲干扰。这些极限值在表 15-13 中进行了总结。在暂行欧洲标准（pr EN 55101）中现在也包括这些抗扰度的要求，只有很小的更改。在第 8 章中对于传导的脉冲干扰抗扰度的测试方法进行了描述。美国国家标准 ANSI C63.12-1993 包括了静电放电测试的规定，IEEE 标准 C62.36-1991、C62.41-1991 和 C62.45-1987 提倡为电快速瞬变脉冲和浪涌的抗扰度测试。这些在 ANSI/IEEE 标准中所规定的抗扰度限值在表 15-13 中给出。

不同的标准中所给出的抗扰度等级在表 15-13 中进行了比较。在欧盟国家里，欧洲标准正式采用时对设备制造商是强制实施的，但是 ANSI/IEEE 的标准在美国却没有强制的效力。也没有关于设备对于脉冲干扰的抗扰度的 FCC 法规。 [401]

表 15-13 EMI/EMC 对于脉冲干扰的抗扰度限值

抗干扰性	IEC801	pr EN55101	ANSI/IEEE
1) 静电放电			
—接触放电	8kV	3kV	6kV
—空气放电	15kV	8kV	10kV ~ 15kV
2) 电快速瞬变脉冲（5ns 上升时间，50ns 脉冲宽度）	1kV ~ 4kV (5kHz prf)	1kV ~ 4kV (4kHz prf)	
3) 浪涌 (1.2/50μs 浪涌)	1kV ~ 4kV 0.75kA ~ 3kA	1kV ~ 4kV 0.75kA ~ 3kA	

15.12 小结

标准是工程和技术重要和不可或缺的组成部分。电子电气设备和系统的 EMC 标

准在全世界范围都引起了关注。这是这些产品在许多应用中大量使用以及在电磁能量较高的环境中微电子装置使用增多所引起的结果。一些国家正在转向不仅对军事和航空系统，也对普通工业设备和消费品规定强制执行 EMC 性能标准。信息技术产品的使用增多必将加速 EMC 标准普遍使用的步伐。

在不同的国家，非军用产品电磁兼容性能的标准有一些不同。需要对这些标准进行协调，否则这些不同可能最终导致贸易壁垒并且限制产品的市场。不同国家的 EMC 测试和评估方法也有一些不同。归根结底，理解 EMI 和 EMC 使用的科学设备和测试程序以及性能标准中各种折中的工程基础，对于问题的解决是非常重要的。

15.13 更新

“标准”的内容是动态的。所有的标准都将定期性的更新或者重新确认。新的标准将随时地加入。这一章的前几部分是五年前为本书的第一版写的，为了完善本书的第二版，就出现了两种选择。第一种选择是用更新过的内容重新编写本章。第二种方法是保留 15.1 节 ~ 15.12 节（也就是第一版中的 13.1 节 ~ 13.12 节）不变，写一节新的内容来描述更新的信息。这里，我们选择了方案二。这种方法提供了一个机会说明 EMC 标准领域兴趣和活动的不断增加，也可以突出在过去 5 ~ 6 年内该领域的重要进展。

15.13.1 美国军用标准

在 15.3 节我们指出，最初的美国军用 EMC 标准和测试方法 MIL-STD-461 和 MIL-STD-462 都是在 20 世纪 60 年代发展起来的，在接下来的 20 年里的经历了两次主要的修订（B 和 C 版本），第三次修订的 D 版本于 1993 年颁布。在它颁布了不到 6 年的时间，就有了修订 461D 和 462D 的提议。一个主要的修订是将这些标准整合成了一个单独的文件 MIL-STD-461E。通过这种修改，测试方法和性能规定在一个文件里就可以得到，所以保证了在应用标准时采用正确的测试方法。

MIL-STD-461D/462D 的主要特性在 15.3.1 节和 15.3.2 节进行了评述。其他在 461E 中的修改包括：

402

- 在一些 CE、CS、RE 和 RS 的试验中相关测试过程和/或规定的改变；
- 附录中一些关于背景和规定的基本原理的说明和变化。
- 关于需求矩阵的描述，该需求矩阵说明了不同的设备和子系统安装在不同的平台下的适用性。

以上内容是 MIL-STD-461E 中修改的部分，该标准全称为“美国国防部接口标准——子系统和设备电磁干扰特性控制的要求”，于 1999 年 8 月颁布。

军用标准的发展是基于经验和需求的连续过程。从上文中简要提到的对 MIL-STD-461/462 标准的修改，以及其他军方标准的改变中可以看到这点。

关于标准美国国防部有一项显著的转变。例如，在元器件方面，趋势是采用经过挑选的塑料封装集成电路。就 EMC 的军用标准而言，趋势是使用（集成）在军用平台、环境和装置上的商业成品（COTS）设备在可行而且有保证的情况下，正由商业规范补充或（许多时间）替代，这些商业规范包括某些 ANSI/IEEE 标准。军用标准逐渐地转换为“规范”，而这些“规范”可以根据涉及 COTS 的分析结果、开发测试以及检测程序而放弃或被取代。

美国军用标准及应用手册的复印件可以从美国国防部获得（网址：www. dsp. dla. mil）。

15.13.2 ANSI/IEEE 标准

C63 系列标准是美国 EMI/EMC 领域中应用最广泛的国家标准。这些标准由 ANSI/IEEE 委员会提出。这些标准在 6 年前的状态已在 15.4 节充分总述。

附录 4 中列出了当今与电磁兼容相关的一些 ANSI 和 IEEE 标准。我们发现在过去的 6 年间，这些标准有以下发展：

- 过去的 5～6 年间出版了 ANSI C63.2，C63.5，C63.6，C63.12 以及 C63.14 的修订/更新版本。
- 新标准 ANSI C63.17，C63.18 和 C63.22 也于这段时间出版。
- 从 1995 年开始，超过 12 个 EMC/EMI 相关领域的其他 IEEE 标准被重新确认或以修订本的形式出版（见附录 4）。
- 最近出版的备受重视的两个 IEEE 标准（即 299 以及 1302）也在本书的第 6、9 和 11 章中简要提及。

IEEE 标准协会为评述/修订现有标准和发展新标准提供了一个论坛。其活动不仅只包含 EMI/EMC 相关领域，还包括电子技术的许多其他领域。要得到最新 EMI/EMC 相关的 IEEE 标准列表，建议读者访问网站：http://standards. ieee. org/catalog/electromag。ANSI/IEEE EMC 标准可以从网站获得。

403

15.13.3 CISPR/IEC 标准和欧洲标准

在 15.5 节中对 6 年前 CISPR/IEC 标准进行了总述。同样，欧洲标准在 15.9 节中进行了讨论。

在过去的 5～6 年间，CISPR/IEC 标准与欧洲标准有了更大的协作和协调。欧盟逐渐地将 CISPR/IES 标准作为与欧洲标准对应的标准来使用（但会带有 EN 系列号）。表 15-14 所示就是由两个不同组织发布的标准之间所拥有的共同点。这些

标准的名称可以从附录4中找到。不同欧盟国家在应用欧洲标准的时候，以及不同国家在应用与这些标准法定相关的测量方法时，还都要经过各自国家政府做出批准。

表 15-14 CISPR/IEC 标准和欧洲标准间内容的共同点

CISPR/IEC 标准	对应的欧洲标准
IEC 1000-4-1/IEC 61000-4-1	EN 61000-4-1，1994
IEC 1000-4-2/IEC 61000-4-2	EN 61000-4-2，1995
IEC 1000-4-3/IEC 61000-4-3	EN 61000-4-3，1996
IEC 61000-4-4	EN 61000-4-4，1995
IEC 61000-4-5	EN 61000-4-5，1995
IEC 61000-4-6	EN 61000-4-6，1996
IEC 1000-4-12	EN 61000-4-12
IEC 1000-3-2	EN 61000-3-2，1995
IEC 1000-3-3	EN 61000-3-3，1995

在过去的5~6年间，其他主要的改进主要包括：

- CISPR 修订文档 CISPR-13，CISPR 20 以及 CISPR 22 出版。
- 一些 CISPR/IEC 标准和欧洲标准的修订和/或重新确认（见附录4）。
- 亚洲、非洲和澳洲的许多国家都将 CISPR/IEC 标准作为它们的国家标准。

附录4中所列出的仅仅是 CISPR/IEC 标准和欧洲标准的一部分。CISPR/IEC 标准的出版物可以在网站：http://www.iec.ch 上找到。

15.13.4 标准和测试程序

在产品性能兼容（相对于标准）测试中，需要采用特定标准中规定的测试方法。

404

美国军用标准、ANSI/IEEE 标准以及 CISPR/IEC 标准中所描述的测试方法有所不同。

在 EMC 兼容测试中，还需要仔细分析和估计测量不精确性以及最小化不确定性。否则，在一个测试地点满足兼容性的产品很可能在另一个测试地点达不到性能标准要求。在 EMI/EMC 测量中，测量经常要求在信号电平很低的情况下进行，测量仪器经常处于性能的极限。因此，强制精确校准所有测试仪器是非常必要的。使用的天线在测量频率处的天线系数也必须精确测量。受试设备与发射或接收天线（分别对应 RS 和 RE 测量）之间的距离同样需要精确测量。小心注意各种试验的预防措施和测试方法所详细列举的步骤细节。所有这些方面都指向一个事实，精确的电磁测量特别是 EMI/EMC 兼容测试在可预见的将来仍将是研究和发展的前沿。

参考文献

1. *C63-Electromagnetic Compatibility*, New York: The Institute of Electrical and Electronics Engineers, 1989.

2. *Military standard: Requirements for the control of Electromagnetic Interference Emissions and Susceptibility*, MIL-STD-461D, U. S. Department of Defense, Jan. 1993.

3. *Military standard: Measurement of Electromagnetic Interference characteristics*, MIL-STD-462D, U. S. Department of Defense, Jan. 1993.

4. *IEEE Standards Collection—Electromagnetic Compatibility*, New York: The Institute of Electrical and Electronics Engineers, 1992.

5. *IEEE Standards Collection—Surge Protection*, New York: The Institute of Electrical and Electronics Engineers, 1992.

6. C. Marshman, *Guide to the EMC Directive 89/336/EEC*, New York: IEEE Press, 1993. (also see) 89/336 EEC Council Directive on the Approximation of Laws of Member States Relating to Electromagnetic Compatibility, Official Journal of the European Communities, pp. 19 – 26, No. 139, May 1989.



第 16 章 文献选录

16.1 电磁干扰的实际影响及相关内容

A. Amarasekera, W. Vanden Abeelen, L. Van Roozendaal, M. Hannemann, and P. Schofield, "ESD failure modes characteristics, mechanisms and process influences," *IEEE Trans Electron Devices*, Vol. ED-39, pp. 430 – 36, Feb. 1992.

T. A. Baginski, "Hazard of low frequency electromagnetic coupling of overhead power transmission lines to electro-explosive devices," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-31, pp. 393 – 95, Nov. 1989.

W. Boxleitner, "How to defeat electrostatic discharge," *IEEE Spectrum*, Vol. 26, pp. 36 – 40, Aug. 1989.

E. L. Bronaugh, "EMC aspects of commercial equipment for military use," in *IEEE International Symp. EMC*, CH2623-7/88, pp. 435 – 40, 1988.

N. J. Carter, "International EMC cooperation in the military area," in *IEEE International Symp. EMC*, CH2294-7/86, pp. 4 – 7, 1986.

R. B. Cowdell, "The relationship between milspec and commercial EMI requirements," in *IEEE International Symp. EMC*, CH2294-7/86, pp. 396 – 400, 1986.

G. R. Dash, "Designing to avoid static ESD testing of digital devices," in *Proc. IEEE International Symp. EMC*, pp. 262 – 72, 1985.

C. Duvvury and A. Amarasekera, "ESD: a pervasive reliability concern for IC technologies," *Proc. IEEE*, Vol. 81, pp. 690 – 702, May 1993.

C. Duvvury, R. N. Rountree, and R. A. McPhee, "ESD protection: design and layout issues for VLSI circuits," *IEEE Trans Industry Applications*, Vol. 1A-25, pp. 41 – 47, Jan. 1989.

"Electromagnetic compatibility principles and practice," Office of Manned Space Flight, Apollo Program, National Aeronautics and Space Administration, Oct. 1965.

P. S. Excell, J. G. Gardiner, and A. C. Heathman, "EMC education in a Master's degree program on radio frequency engineering," in *IEEE International Symp. EMC*, CH2294-7/86, pp. 240 – 43, 1986.

L. Geppert, "EMI in the sky," *IEEE Spectrum*, Vol. 31, p. 21, Feb. 1994.

D. N. Heirman, "Broadcast electromagnetic interference environment near telephone equipment," in *IEEE National Telecommunication Conference Record*, Vol. 76, pp. 25. 5. 1 – 5, 1976.

D. N. Heirman, "Avoiding imposition of immunity regulations for home electronics equipment," in *Proc. IEEE International Symp. EMC*, pp. 430 – 34, 1988.

M. Honda, "A new threat—EMI effect by indirect ESD on electronic equipment," *IEEE Trans Industry Applications*, Vol. IA-25, pp. 939 – 44, Sep. /Oct. 1989.

"Integrated circuit electromagnetic susceptibility handbook," Rept MDGE-1929, St Louis, McDonnel

Douglas Astronautics Co ., Aug. 1978.

G. A. Jackson, "International EMC operation—past, present and future," in *IEEE International Symp. EMC*, CH2294-7/86, pp. 1 – 3, 1986.

H. Kohlbacher, "Measurement technique for EMC evaluation of military communications electronics equipment," in *IEEE International Symp. EMC*, CH2623-7/88, p. 400, 1988.

T. T. Lai, "Electrostatic discharges (ESD) sensitivity of thin-film hybrid passive components," *IEEE Trans Components, Hybrids, and Manufacturing Technology*, Vol. CHMT-12, pp. 627 – 38, Dec. 1989.

C. J. Lin, H. R. Chaung, and K. M. Chen, "Steady state and shock currents induced by ELF electric fields in a human body and a nearby vehicle," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-32, pp. 59 – 65, Feb. 1990.

C. R. Paul, "An undergraduate course in electromagnetic compatibility," *IEEE International Symp. EMC*, CH2294-7/86, pp. 235 – 39, 1986.

R. L. Perez, "Teaching electromagnetic compatibility at the graduate level," *IEEE International Symp. EMC*, CH3044-5/91, pp. 313 – 18, 1991.

H. M. Schlicke, "Shifting EMC problems," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-26, pp. 1 – 13, Feb. 1984.

R. B. Schulz, "More on EMC terminology," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-29, pp. 202 – 205, Aug. 1987.

R. M. Showers, "The uniform standards initiative," in *IEEE International Symp. EMC*, CH3044-5/91, pp. 332 – 36, 1991.

I. Straus, "European immunity requirements—a preview," in *IEEE National Symp. EMC*, CH2736-7/89, pp. 71 – 76, 1989.

C. W. Trueman, "An electromagnetics course with EMC application for computer engineering students," *IEEE Trans Education*, Vol. Ed-33, pp. 119 – 28, Feb. 1990.

P. Waterman, "Conducting radio astronomy in the EMC environment," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-26, pp. 29 – 33, Feb. 1984.

L. Yiming, "Review of EMC practice for launch vehicle systems," in *IEEE International Symp. EMC*, CH2623-7/88, pp. 459 – 64, 1988.

16.2 电磁噪声:源及说明

M. B. Amin and F. A. Benson, "Coaxial cables as sources of intermodulation interference at microwave frequencies," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-20, pp. 376 – 84, Aug. 1978.

F. Arazm and F. A. Benson, "Nonlinearities in metal contacts at microwave frequencies," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-22, pp. 142 – 49, Aug. 1980.

N. Ari and W. Blumer, "Transient electromagnetic fields due to switching operations in electric power systems," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-32, pp. 233 – 37, Aug. 1987.

T. E. Baldwin, Jr ., and G. T. Capraro, "Intrasystem electromagnetic compatibility program (IEMCAP)," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-22, pp. 224 – 28, Nov. 1980.

K. F. Casey and E. F. Vance, "EMP coupling through cable shields," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-20, pp. 100 – 106, Feb. 1978.

V. Cooray and V. Scuka, "Lightning-induced over voltages in power lines—Validity of various approximations

made in over voltage calculations," *IEEE Trans EMC*, Vol. 40, pp. 355 – 63, November 1998.

G. Diedorfer, "Induced voltage on an overhead line due to nearby lightning," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-32, pp. 292 – 99, Nov. 1990.

J. G. Dumoulin, F. Buckles, H. Raine, and P. Charron, "Design and construction of passive intermodulation test set to meet M-sat requirements," in *9th Annual Antenna Measurement Techniques and Association Symposium*, Ottawa, Canada, Sep. 1986.

L. D. Edmonds, "Approximations useful for the prediction of electrostatic discharges for electrode geometries," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-30, pp. 473 – 83, Nov. 1988.

R. F. Elsner, "Comments on coaxial cables as sources of intermodulation interference at microwave frequencies," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-21, p. 66, Feb. 1979.

M. M. Forti and L. M. Millanta, "Power mains transients from connection of resistive load and a possible capacitive mitigation," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-33, pp. 113 – 19, May 1991.

J. J. Goedbloed, "Transients in low-voltage supply networks," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-29, pp. 104 – 15, 1987.

W. D. Greason, "ESD characteristics of a generalized two body system including a ground plane," *IEEE Trans Industry Applications*, Vol. IA-27, pp. 471 – 79, May/June 1991.

R. E. Helzer and D. S. Saton, "Distribution of electric conduction current in the vicinity of thunderstorms," *J Geophysics Research*, Vol. 57, pp. 207 – 16, 1952.

D. M. Hockanson, J. L. Drewniak, T. H. Hubing, T. P. Van Doren, F. Sha, and M. J. Wilhelm, "Investigation of fundamental EMI source mechanisms driving common-mode radiation from printed circuit boards with attached cables," *IEEE Trans EMC*, Vol. 38, pp. 557 – 66, November 1996.

E. K. Howell, "How switches produce electrical noise," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-21, Aug. 1979.

IEEE Guide on Electrostatic Discharge Characterization of the ESD Environment, IEEE C 62.47, New York: IEEE Press, 1992.

IEEE Trans EMC, Vol. 40, November 1998 (part 2 of two parts—special issue on lightning).

Interference Technology Engineers Master-ITEM, 1997 (several papers on lightning and surges appear in this publication).

M. Ishii, K. Michishita, and Y. Hongo, "Experimental study of lightning-induced voltage on an overhead wire over lossy ground," *IEEE Trans. EMC*, Vol. 41, pp. 39 – 45, February 1999.

Y. Kami and R. Sato, "An analysis of radiation characteristics of a finite length transmission line using a circuit concept approach," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-30, pp. 114 – 20, May 1988.

Y. Kami and R. Sato, "Circuit concept approach to externally excited transmission line," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-27, pp. 177 – 83, Nov. 1985.

D. Levine and R. Meneghini, "Electromagnetic fields radiated from a lightning return stroke: application of an exact solution to Maxwell's equations," *J Geophysics Research*, Vol. 83, pp. 2377 – 84, May 1978.

C. L. Longmire, "On the electromagnetic pulse produced by nuclear explosion," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-20, pp. 3 – 13, Feb. 1978.

J. Lovetri and G. I. Costuche, "An electromagnetic interaction modeling adviser," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-33, pp. 241 – 51, Aug. 1991.

M. Mardiguian, "Comments on 'Fields radiated by electrostatic discharges' (by P. F. Wilson and M. T. Ma),"

IEEE Trans EMC, Vol. EMC-34, p. 62, Feb. 1992.

F. D. Martzloff, "The propagation and attenuation of surge voltages and surge currents in low voltage AC circuits," *IEEE Trans Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-102, pp. 1163 – 70, May 1983.

F. D. Martzloff and T. M. Gruzs, "Power quality site surveys: facts, fiction and fallacies," *IEEE Trans Industry Applications*, Vol. IA-24, pp. 1005 – 18, Nov. /Dec. 1988.

F. D. Martzloff and T. F. Leedy, "Electrical fast transients: applications and limitations," *IEEE Trans Industry Applications*, Vol. IA-26, pp. 151 – 59, Jan. /Feb. 1990.

D. E. Merewether and T. F. Ezell, "The effect of mutual inductance and mutual capacitance on the transient response of braided shielded coaxial cables," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-18, pp. 15 – 20, Feb. 1976.

D. Middleton, "Man-made noise in urban environment and transportation systems: Models and measurements," *IEEE Trans Communications*, Vol. Com-21, pp. 1232 – 41, Nov. 1973.

D. Middleton, "Statistical-physical models of electromagnetic interference," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-19, pp. 106 – 27, Aug. 1977.

D. Middleton, "Statistical physical models of man-made and natural radio noise Part II: first order probability models of the envelope and phase," Office of Telecommunications, Technical Report TO-76-86, (U. S. Govt. Printing Office, Wash. DC 20402), Apr. 1976.

A. Norberg, "Modeling current pulse shape and energy in surface discharges," *IEEE Trans Industry Applications*, Vol. IA-28, pp. 498 – 503, May/June 1992.

J. C. Parker, Jr., "Via coupling within parallel rectangular planes," *IEEE Trans EMC*, Vol. 39, pp. 17 – 23, February 1997.

C. R. Paul, "Computation of cross-talk in a multiconductor transmission line," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-23, pp. 352 – 58, Nov. 1981.

C. R. Paul, "Solution of transmission line equations for three conductor lines in a homogeneous medium," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-20, pp. 216 – 22, Feb. 1978.

C. R. Paul, "Transmission line modeling of shielding wires for cross-talk prediction," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-23, pp. 345 – 51, Nov. 1981.

S. A. Prentice and D. Mackerroas, "Ratio of cloud to ground lightning flashes in thunderstorms," *J Appl Meterology*, Vol. 16, pp. 545 – 50, 1977.

"Recommendations and reports of the CCIR: Propagation in ionized media," Vol. VI, International Telecommunications Union, Geneva, 1986.

S. Sali, F. A. Benson, and J. E. Sitch, "General cross-talk equations between two braided coaxial cables in free space," *IEE Proceedings-part A*, Vol. 130, pp. 306 – 12, Sep. 1983.

W. E. Scharfman, E. F. Vance, and K. A. Graf, "EMP coupling to power lines," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-20, pp. 129 – 35, Feb. 1978.

A. D. Spaulding and R. T. Disney, "Man-made radio noise estimates for business, residential rural areas," TO Report 74 – 83, U. S. Dept. of Commerce, Office of Telecommunications, Washington, DC, June 1974.

R. B. Standler, "Transients on the mains in a residential environment," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-31, pp. 170 – 76, May 1989.

J. W. Steiner, "An analysis of radio frequency interference due to mixer intermodulation products," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-6, pp. 62 – 68, Jan. 1964.

G. H. Strauss (Ed.), "Studies on the reduction of intermodulation generation in communications systems," NRL memorandum report 4233, Washington, DC, Naval Research Laboratory, July 1980.

A. Tsliovich, "Statistical EMC—a new dimension in electromagnetic compatibility of digital electronic system," *Proc. IEEE International Symp. EMC*, pp. 469 – 74, 1987.

K. Uchimura, "Electromagnetic interference from discharge phenomena of electrical contacts," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-32, May 1990.

M. A. Uman and E. P. Krider, "A review of natural lightning—experimental data and modeling," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-24, pp. 79 – 112, May 1982.

D. Weiner and G. Capraro, "Statistical approach to EMI theory and experiment" (Parts 1 and 2), *Proc. IEEE International Symp. EMC*, pp. 448 – 52 and 464 – 68, 1987.

C. D. Wideman and E. P. Krider, "The fine structure of lightning return stroke waveforms," *J Geophysics Research*, Vol. 83, pp. 1239 – 47, 1971.

P. F. Wilson, A. Ondrejka, M. T. Ma, and J. Ladbury, "Electromagnetic fields radiated from electrostatic discharges—theory and experiment," NBS Technical Note 1314, NIST, Boulder, CO, Feb. 1988.

410

P. F. Wilson and M. T. Ma, "Fields radiated by electrostatic discharges," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-34, p. 62, Feb. 1992.

P. F. Wilson and M. T. Ma, "Fields radiated electrostatic discharges," *IEEE Trans EMC*, Vol-33, pp. 10 – 18, Feb. 1991.

P. F. Wilson, M. T. Ma, and A. Ondrejka, "Fields radiated by electrostatic discharges," in *Proc. IEEE International Symp. EMC*, Seattle, pp. 179 – 83, 1988.

J. Z. Wilcox and P. Molmud, "Thermal heating contribution to intermodulation fields in coaxial waveguides," *IEEE Trans Communications*, Vol. Com-24, pp. 238 – 43, Feb. 1976.

16.3 开阔试验场地测量

W. S. Bennett, "An error analysis of the FCC site attenuation approximation," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-27, pp. 107 – 14, Aug. 1985.

W. S. Bennett, "Properly applied antenna factors," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-28, pp. 2 – 6, Feb. 1986.

W. S. Bennett, "Corrections to properly applied antenna factors," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-29, p. 79, Feb. 1987.

W. S. Bennett, "Normalized site attenuation newly characterized," in *Proc IEEE International Symp EMC*, pp. 141 – 146, 1998.

C. E. Brench, "Antenna factor anomalies and their effects on EMC measurements," *Proc. IEEE International Symp. EMC*, pp. 342 – 46, 1987.

"Characteristics of open field test sites," Bulletin OET 55, Washington, DC, Federal Communications Commission, Oct. 1989.

C 63 ; Electromagnetic Compatibility, New York; Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 1989.

L. Farber, "Experiences in applying the new ANSI normalized site attenuation recommendations," *Proc. IEEE International Symp. EMC*, pp. 268 – 73, 1988.

R. G. Fitzgerrell, "Site attenuation," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-28, pp. 38 – 40, Feb. 1986.

K. Fukuzawa, M. Tada, and T. Yoshikawa, "A new method of calculating 3-meter site attenuation," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-24, pp. 389 – 97, Nov. 1982.

D. N. Heriman, "Definitive open-area test site qualifications," in *IEEE International Symp. EMC*, CH 2487-7/87, pp. 127 – 34, 1987.

M. Kanda, "Standard antennas for electromagnetic interference measurements and methods to calibrate them," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-36, pp. 261 – 73, November 1994.

J. D. M. Osburn, "Computing required antenna RF input power for a given E-field level at a given distance," ITEM, p. 18, 1998.

R. L. Schieve, "Radiated emission measurement procedures at an open-area test site," *IEEE National Symp. EMC*, CH 2736-7/89, pp. 151 – 56, 1989.

A. A. Smith, "Standard site method for determining antenna factors," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-24, pp. 316 – 22, Aug. 1982.

A. A. Smith, R. F. German, and J. B. Pate, "Calculation of site attenuation from antenna factors," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-24, pp. 301 – 16, Aug. 1982.

F. Tarico, "Experiences in building an open-area test site," *IEEE National Symp. EMC*, CH2736-7/89, pp. 157 – 62, 1989.

16.4 辐射发射及辐射敏感度的实验室测量

J. L. Bean and R. A. Hall, "Electromagnetic susceptibility measurements using a mode stirred chamber," *IEEE International Symp. EMC*, pp. 143 – 50, 1978.

H. S. Berger, "Antenna related factors affecting the correlation of screen room measurements," *IEEE International Symp. EMC*, CH2487-7/87, pp. 347 – 53, 1987.

411

R. Bonsen, "Building a semi-anechoic chamber: an overview," ITEM, p. 127, 1999.

D. G. Camell, E. B. Larsen, and W. J. Anson, "NBS calibration procedures for horizontal dipole antennas," *IEEE International Symp. EMC*, CH2623-7/88, pp. 390 – 94, 1988.

P. Carona, G. Ferrara, and M. Migliaccio, "Reverberating chambers as sources of stochastic electromagnetic fields," *IEEE Trans EMC*, Vol. 38, pp. 348 – 56, August 1996.

P. Carona, G. Latmiral, E. Paolini, and L. Piccioli, "Use of a reverberating enclosure for measurement of a radiated power in the microwave range," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-18, pp. 54 – 59, May 1976.

S. Clay, "Improving the correlation between OATS, RF anechoic room and GTEM radiated emission measurements for directional radiators at frequencies between approximately 150 MHz and 10 GHz," in *Proc IEEE International and Symp EMC*, pp. 1119 – 24, 1998.

M. L. Crawford, "Generation of standard EM fields using TEM transmission lines," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-16, pp. 189 – 95, Nov. 1974.

M. L. Crawford, "Improving the repeatability of EM susceptibility measurements of electronic components when using TEM cells," *Society of Automotive Engineers International Congress and Exposition*, 0148-7191/83, Paper 830607, pp. 1 – 8, 1983.

M. L. Crawford and J. L. Workman, "Using a TEM cell for EMC measurements of electronic equipment," NBS Technical Note 1013, National Bureau of Standards, Boulder, CO, 1981.

R. R. Delyser, C. L. Holloway, R. T. Johuk, A. R. Ondrejka, and M. Kanda, "Figure of merit for low frequency anechoic chambers based on absorber reflection coefficients," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-38, pp. 576 - 84, Nov. 1996.

G. J. Freyer and M. O. Hatfield, "An introduction to reverberation chambers for radiated emission immunity testing," ITEM, p. 86, 1998.

R. Guirado, "Comparison between GTEM and OATS radiated emission measurements for different product families," in *Proc IEEE International Symp EMC*, pp. 555 - 60, 1997.

R. Guirado, J. C. Molina, and J. Carpio, "Correction of radiated emission measurements made in a GTEM cell," in *Proc IEEE International Symp EMC*, pp. 888 - 92, 1998.

R. E. Harms, "Alternative approaches to radiated emission and immunity measurements," ITEM, p. 105, 1998.

M. O. Hatfield, "Shielding effectiveness measurements using mode stirred chambers—a comparison of two approaches," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-30, pp. 229 - 38, Aug. 1988.

D. A. Hill, M. Kanda, E. B. Larsen, G. H. Kopke, and R. D. Orr, "Generating standard reference electromagnetic fields in the NIST anechoic chamber: 0. 2 to 40 GHz," NIST Technical Note 1335, National Institute of Standards and Technology, Boulder, CO, Mar. 1990.

F. R. Hunt, "Electromagnetic susceptibility measurements with a TEM cell," ERB992, National Research Council, Ottawa, July 1986.

S. Kim, J. Nam, H. Jeon, and S. Lee, "A correlation between the results of the radiated emission measurements in GTEM and OATS," in *Proc IEEE International Symp EMC*, pp. 1105 - 10, 1998.

J. G. Kostas and B. Boverie, "Statistical model for mode-stirred chamber," *IEEE Trans. EMC*, Vol. EMC-33, p. 366 - 70, 1991.

K. S. Kunz, H. G. Hudson, J. K. Breakall, R. J. King, S. T. Pennock, and A. P. Ludwigsen, "Lawrence Livermore National Laboratory: electromagnetic measurement facility," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-29, pp. 93 - 103, May 1987.

B. H. Liu, D. C. Chang, and M. T. Ma, "Design consideration of reverberating chambers for electromagnetic interface measurements," *IEEE International Symp. EMC*, pp. 508 - 12, 1983.

M. T. Ma and M. Kanda, "Electromagnetic interference metrology," NBS Technical Note 1099, National Bureau of Standards, Boulder, CO, July 1986.

M. T. Ma, M. Kanda, M. L. Crawford, and E. B. Larsen, "A review of electromagnetic compatibility/interference measurement methodologies," *Proc. IEEE*, Vol. 73, pp. 388 - 411, Mar. 1985.

412

A. J. Mauriello, "Development of a doorless access corridor for shielding facilities," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-31, pp. 223 - 29, Aug. 1989.

F. Mayer, T. Ellam, and Z. Cohn, "High frequency broadband absorption structures," in *Proc IEEE International Symp EMC*, pp. 894 - 99, 1998.

S. R. Mishra, T. J. F. Pavlasek, and M. N. Yazar, "Design criteria for cost effective broadband absorber lined chambers for EMS measurements," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-24, pp. 12 - 19, Feb. 1982.

J. C. Tippet and D. C. Change, "A new approximation for the capacitance of a rectangular coaxial strip

transmission line," *IEEE Trans Microwave Theory and Techniques*, Vol. MTT-24, pp. 602 – 4, Sep. 1976.

P. Wilson, "On correlating TEM cell and OATS emission measurements," *IEEE Trans EMC*, Vol EMC-37, pp. 1 – 16, Feb. 1995.

D. I. Wu and D. C. Chang, "The effect of an electrically large stirrer in a mode stirred chamber," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-31, pp. 164 – 69, May 1989.

16.5 传导发射及传导敏感度的测量

M. J. Coenen, "EMC workbench: testing methodology, module level testing and standardization," *Philips Journal of Research*, Vol. 48, pp. 83 – 116, 1994.

J. F. Fischer, "Conducted EMC measurement equipment for 30 Hz to 10 kHz," in *Proc. 10th International Zurich Symposium on EMC*, pp. 333 – 36, 1993.

J. J. Goedbloed, "Transients in low voltage supply networks," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-29, pp. 104 – 15, 1987.

M. T. Ma and M. Kanda, "Electromagnetic interference metrology," *NBS Technical Note 1099*, National Bureau of Standards, Boulder, CO, pp. 155 – 72, July 1986.

F. D. Martzloff, "The propagation and attenuation of surge voltages and surge currents in low voltage AC circuits," *IEEE Trans Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-102, pp. 1163 – 70, May 1983.

F. D. Martzloff and T. M. Gruzs, "Power quality site surveys: facts, fiction and fallacies," *IEEE Trans Industry Applications*, Vol. IA-24, pp. 1005 – 18, Nov. /Dec. 1988.

L. M. Millanta, M. M. Forti, and S. S. Maci, "A broadband network for power line disturbance voltage measurements," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-30, pp. 351 – 57, Aug. 1988.

M. J. Nave, "A novel differential mode rejection network for conducted emissions diagnostics," in *Proc. IEEE International Symp. EMC*, pp. 223 – 27, 1989.

C. R. Paul and K. B. Hardin, "Diagnosis and reduction of conducted noise emissions," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-30, pp. 553 – 60, Nov. 1988.

S. Sali, "New techniques for the conducted susceptibility testing of spread-spectrum systems," *Proc Progress in Electromagnetics Research Symposium*, Noordwijk (The Netherlands), July 1994.

K. Y. See, "A tool for EMI filter design: selectable mode rejection network," in *Proc. International EMC Symposium*, Singapore, pp. 17 – 24, 1992.

R. B. Standler, "Transients on the mains in a residential environment," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-31, pp. 170 – 76, May 1989.

16.6 脉冲干扰抗扰度的测量

T. E. Bruxton, "Inductive transient testing in large system applications," in *Proc. IEEE International Symp. EMC*, pp. 183 – 88, 1992.

H. A. Buschke, "A practical approach to testing electronic equipment for susceptibility to AC line transients," *IEEE Trans Reliability*, Vol. R-37, pp. 355 – 59, Oct. 1988.

R. J. Calcavecchio, "A standard test to determine the susceptibility of a machine to electrostatic discharge," in *Proc. IEEE International Symp. EMC*, pp. 475 – 82, 1986.

B. Cormier and W. Boxleitner, "Electrical fast transient testing—an overview," *Proc. IEEE International Symp. EMC*, pp. 291 – 96, 1991.

O. Frey and L. Makowski, "European EMC transient standardization," *EMC Test and Design*, pp. 45 – 51, Sep./Oct. 1991.

"Guide to electrostatic discharge test methodologies and criteria for electronic equipment," ANSI. C63. 16, 1991.

M. Honda, "A new threat—EMI effect by indirect ESD on electronic equipment," *IEEE Trans Industry Applications*, Vol. IA-25, pp. 939 – 44, Sep./Oct. 1989.

Interference Technology Engineers master-ITEM, 1997 (several papers on lightning appear in this issue).

R. K. Keenon and L. A. Rosi, "Some fundamental aspects of electrostatic discharge testing," *Proc, IEEE International Symp. EMC*, pp. 236 – 41, 1991.

P. J. Kwasniok, M. D. Bui, A. J. Kozlowski, and S. S. Stuchly "Techniques for measurement of input impedances of electronic equipment in the frequency range from 1 MHz to 1 GHz," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-34, pp. 485 – 90, Nov. 1992.

M. Lutz and L. P. Mukowski, "How to determine equipment immunity to ESD," ITEM, pp. 178 – 83, 1993.

M. Lutz and J. P. Lecury, "Electrical fast transient IEC-801-4, Susceptibility of electronic equipment and systems at higher frequencies and voltages," *Proc. IEEE International Symp. EMC*, pp. 189 – 94, 1992.

M. Lutz, J. P. Lecury, and B. Shider, "EFT testing to IEC 801-4," *EMC Test and Design*, pp. 31 – 35, Jan./Feb. 1992.

W. Rhoades, D. Staggs, and D. Pratt, "Comparative overview of proposed ANSI/ESD guide, IEC/and CISPR/ESD Standards," in *Proc. IEEE International Symp. EMC*, pp. 337 – 42, 1991.

W. Rhodes and J. Mass, "New ANSI ESD standard overcoming the deficiencies of world-wide ESD standards," in *Proc IEEE International Symp EMC*, pp. 1078 – 82, 1998.

P. Richman, "New fast transient test standards inadvertently permit over testing by as much as 600 percent," *EMC Test and Design*, pp. 42 – 43, Sep./Oct. 1991.

D. M. Staggs and D. J. Pratt, "Standardization of electrostatic discharge testing," in *Proc. IEEE International Symp. EMC*, pp. 196 – 99, 1988.

S. Weitz, "New trends in ESD test methods," *EMC Test and Design*, pp. 22 – 26, Feb. 1993.

C. Wu, W. F. Mccarthy, Y. Chong, and M. Rudko, "Guide limitations of ESD simulators," in *IEEE International Symp. EMC*, pp. 371 – 73, Atlanta, Aug. 1989.

16.7 接地、屏蔽与搭接

B. Archambeault and R. Thibeau, "Effects of corrosion on the electrical properties of conducted finishes for EMI shielding," *IEEE National Symp. EMC*, pp. 46 – 51, Boulder, CO, May 1989.

B. Audone and M. Balma, "Shielding effectiveness of apertures in rectangular cavities," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-31, pp. 102 – 6, Feb. 1989.

J. A. Bridges, "An update on the circuit approach to calculate shielding effectiveness," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-30, pp. 211 – 21, Aug. 1988.

J. Catrysse, M. Delesie, and W. Steenbakkers "The influence of the test fixture on shielding effectiveness measurements," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-34, pp. 348 – 51, Aug. 1992.

C. C. Chen, "Transmission of microwave through perforated flat plates of finite thickness," *IEEE Trans*, Vol. MTT-21, pp. 1 – 6, Jan. 1973.

414

H. W. Denny, "RF characteristics of bonding system," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-11, Feb. 1969.

D. G. Dudley and K. F. Casey, "A measure of coupling efficiency for antenna penetrations," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-33, pp. 1 – 9, Feb. 1991.

L. Edmonds, "Electrostatic shielding of a charged conducting sphere by a fine-mesh grounded screen," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-27, pp. 43 – 7, Feb. 1985.

H. Fang, "Electromagnetic leakage from shielded cables by pigtail effect," in *IEEE International Symp. EMC*, pp. 278 – 82, Anaheim, CA, Aug. 1992.

A. Feinberg, D. W. Johnson, Jr., and W. W. Rhodes, "Low-frequency magnetic shielding studies on high T_c superconductor Y-Ba-Cu-O," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-32, pp. 277 – 83, Nov. 1999.

G. J. Freyer and M. O. Hatfield, "Comparison of gasket transfer impedance and shielding effectiveness measurements Part I," *IEEE International Symp. EMC*, pp. 139 – 41, Anaheim, CA, Aug. 1992.

A. Haga, S. Kikuchi, and R. Sato, "A new shielding device using U-shaped magnetic materials," in *International Symp. EMC*, Nagoya, Japan, EMC 1989.

L. Halmi and J. Annapalo, "Screening theory of metallic enclosures," *IEEE International Symp. EMC*, pp. 6 – 14, Anaheim, CA, Aug. 1992.

M. O. Hatfield and G. J. Freyer, "Comparison of gasket transfer impedance and shielding effectiveness measurements Part II," *IEEE International Symp. EMC*, pp. 142 – 48, Anaheim, CA, Aug. 1992.

L. H. Hemming, "Applying the waveguide below cut-off principle to shielded enclosure design," in *IEEE International Symp. EMC*, pp. 287 – 89, Anaheim, CA, Aug. 1992.

A. Henn and R. Cribb, "Modeling the shielded effectiveness of metalized fabrics," in *IEEE International Symp. EMC*, pp. 283 – 86, Anaheim, CA, Aug. 1992.

L. O. Hoeft, M. T. Montoya and J. S. Hofstra, "Electromagnetic coupling into rectangular rack-and-panel connectors," *Eleventh International Wroclaw Symp. EMC*, Part I, p. 512, Poland, Sep. 1992.

L. O. Heoft, T. M. Salas, and J. S. Hofstra, "Predicted shielding effectiveness of apertures in large enclosures as measured by MIL-STD-285 and other methods," in *IEEE National Symp. EMC*, pp. 377 – 79, Boulder, CO, May 1989.

E. M. Honing "Electromagnetic shielding effectiveness of steel sheets with partly welded seams," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-19, pp. 377 – 82, Nov. 1977.

Y. Kawamura, M. Inagaki, and T. Kajima, "The procedure to find the effective grounding references," in *International Symp. EMC*, Nagoya, Japan, EMC 1989.

J. F. Kiang, "On resonance and shielding of printed traces on a circuit board," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-32, pp. 269 – 76, Nov. 1990.

G. M. Kunkel, "Circuit theory approach to shielding," *IEEE International Symp. EMC*, pp. 15 – 20, Anaheim, CA, Aug. 1992.

G. M. Kunkel, "Introduction to the testing for the shielding quality of EMI gaskets and gasketed joints," in *IEEE International Symp. EMC*, pp. 134 - 38, Anaheim, CA, Aug. 1992.

M. Kunkel and G. Kunkel, "Comparison between transfer impedance and shielding effectiveness testing," *IEEE International Symp. EMC*, pp. 149 - 53, Anaheim, CA, Aug. 1992.

K. S. Kunz and H. G. Hudson, "Experimental validation of time-domain three dimensional finite-difference techniques for predicting interior coupling responses," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-28, No 1, pp. 30 - 37, Feb. 1986.

K. S. Kunz, H. G. Hudson, and J. K. Breakall, "A shielding effectiveness characterization for high resonant structures applicable to system design," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-28, pp. 18 - 29, Feb. 1986.

M. S. Lin and C. H. Chen, "Plane-wave shielding characterstics of anisotropic laminated composites," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-35, pp. 21 - 27, Feb. 1993.

415

S. L. Loyka, "A simple formula for the ground resistance calculation," *IEEE Trans EMC*, Vol. 41, pp. 152 - 54, May 1999.

M. Mardiguian, "Transfer impedance of balanced shielded cables," EMC technology, July 1982.

H. A. Mendez, "Shielding theory of enclosures with apertures," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-20, pp. 296 - 305, Feb. 1978.

H. A. Mendez, "Shielding theory of enclosures with apertures," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-20, pp. 296 - 305, May 1978.

N. Murota, "Measurement of the shielding effectiveness by applying divided TEM cells," in *International Symp. EMC*, Nagoya, Japan, EMC 1989.

A. Nishileata and A. Sugiura, "Analysis for electromagnetic leakage through a plane shield with an arbitrarily-oriented dipole source," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-34, pp. 284 - 91, Feb. 1992.

A. R. Ondrejka and J. W. Adams, "Shielding effectiveness measurement techniques," *IEEE International Symp. EMC*, pp. 249 - 53, 1984.

J. D. M. Osburn and D. R. J. White, "Grounding: a recommendation for the future," *IEEE International Symp. EMC*, CH2487-7/87, pp. 155 - 60, 1987.

T. Pienkowski, D. Johnson, M. T. Langagan, R. B. Poeppel, S. Danyluk, and M. McGuire, "Measuring the shielding effectiveness of superconductive composites," *IEEE National Symp. EMC*, pp. 380 - 82, Boulder, CO, May 1989.

D. Quak and A. de Hoop, "Shielding of wire segments and loops in electric circuits by spherical shells," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-31, pp. 230 - 37, Aug. 1989.

A. Rashid, "Introduction to shielding boundary conditions and anomalies," *IEEE International Symp. EMC*, pp. 1 - 5, Anaheim, CA, Aug. 1992.

H. Schueppler and D. Ristau, "Clarifications of contradictions between theory and practice of the reciprocity law applied to room shielding damping," *International Symp. EMC*, Nagoya, Japan, EMC 1989.

R. B. Schulz, V. C. Plantz, and D. R. Brush, "Shielding theory and practice," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-30, pp. 187 - 201, Aug. 1988.

S. V. K. Shastry, K. N. Shamanna, and V. K. Katti, "Shielding of electromagnetic fields of current sources by hemispherical enclosures," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-27, pp. 184 - 90, Nov. 1985.

R. Tiedemann and K. H. Gonschorek, "Simple method for the determination of the complex cable transfer

impedance," in *Proc IEEE International Symp EMC*, pp. 100 - 105, 1998.

A. Tsaliovich, "Cables and connector shielding test: a blueprint for a standard," *IEEE International Symp. EMC*, pp. 315 - 20, Anaheim, CA, Aug. 1992.

M. Tyni, "The transfer impendance of coaxial cables with braided outer conductor," in *Wroclaw EMC Symposium*, pp. 410 - 19, 1976.

E. F. Vance, "Electromagnetic interference control," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-22, pp. 319 - 28, Nov. 1980.

E. F. Vance and W. Graf, "The role of shielding in interference control," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-30, pp. 294 - 97, Aug. 1988.

S. Van den Berghe, F. Olyslager, D. De Zutter, J. De Moerloose, and W. Temmerman, "Study of ground bounce caused by power plane resonances," *IEEE Trans EMC*, Vol. 40, pp 111 - 19, May 1998.

C. Vitek, "Predicting the shielding effectiveness of rectangular apertures," *IEEE National Symp. EMC*, pp. 27 - 32, Boulder, CO, May 1989.

P. F. Wilson, "A comparison between near-field shielding: effectiveness measurements based on coaxial dipoles and on electrically small apertures," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-30, pp. 23 - 8, Feb. 1988.

H. Yamane, T. Ideguchi, M. Tokuda, and H. Koga, "Reducing ground resistance with water-absorbent polymer," *International Symp. EMC*, Nagoya, Japan, EMC 1989.

416

J. L. Young and J. R. Wait, "Shielding properties of an ensemble of thin, infinitely long, parallel wires over a lossy half space," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-31, pp. 238 - 44, Aug. 1989.

H. Y. Zhang and G. Yougang, "The new application of 'coil to coil' method in the earth onductivity measurement," *International Symp. EMC*, Nagoya, Japan, EMC 1989.

16.8 电磁兼容滤波器

R. N. Boules, "Adaptive filtering using the fast Walsh-Hadamard transformation," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-31, pp. 125 - 28, May 1989.

J. L. Eaton and H. M. Price, "Cochannel interference reduction in television rebroadcast links by means of video filters," *EBU Technical Review* Part, No 179, 1980.

X. C. Feng and S. Lianquing, "Studying of anti-interference matching—filter for automatic block signaling system," in *Eleventh International Wroclaw Symposium and Exhibition on EMC*, p. 482, Sep. 1992.

M. M. Forti and L. M. Millanta, "Power mains transients from connection of resistive load and a possible capacitive mitigation," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-33, pp. 113 - 19, May 1991.

Z. Kresimir, "Application of Kalman filtering in mains networks used for communication purposes," in *International Symp. EMC*, pp. 655 - 59, Tokyo, 1984.

H. A. Kunz and H. Grutter, "The pulse behavior of passive EMI line filters," *International Symp. EMC*, pp. 825 - 30, Tokyo, 1984.

S. N. Kushch Repa, "Application of microwave filters solving EMC problems," EMC-92 Electro magnetic Compatibility Part-1, *Eleventh International Wroclaw Symposium and Exhibition on EMC*, p. 473, Sep. 1992.

N. Nishizuka, M. Nakatsuyama, and K. Kobyashi, "Analysis of EMI noise filter," *International Symp. EMC*, pp. 812 – 14, Nagoya, Japan, 1989.

L. E. Polisky, H. L. Stemple, and P. Peregory, "EMI filter kit for the automated control system on the FFG 7 class ships," *International Symp. EMC*, pp. 812 – 16, Tokyo, 1984.

H. M. Schlicke, "Compatible EMI filters," *IEEE Spectrum*, Vol. 4, pp. 54 – 68, Oct. 1967.

H. M. Schlicke, "Assuredly effective filters," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-18, Aug. 1976.

"Survey of EMI filters—special filter issue," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-10, June 1968.

A. A. Toppeto, "Application and evaluation of EMI power line filters," in *IEEE International Symp. EMC*, CH2487-7/87, pp. 164 – 67, 1987.

L. S. Turin, V. L. Shirokov, and St Peters burg, "Match conditions of links of radio interference passive filters," *Eleventh International Wroclaw Symposium and Exhibition on EMC*, p. 477, Sep. 1992.

L. S. Turin and V. L. Shirokov, "Designing of interference suppressing filters for switching transistor converters," *Ninth International Wroclaw Symposium and Exhibition on EMC*, pp. 639 – 42, Poland, June 1988.

K. K. Venskauskas, "Adaptive filters application for improving electromagnetic compatibility of radio electronic equipment," *International Symp. EMC*, pp. 650 – 54, Tokyo, 1984.

S. Yamazaki and H. Arata, "Rejection of sporadic-E interference in TV reception using notch filters," in *International Symp. EMC*, pp. 806 – 11, Tokyo, 1984.

Y. Yu and Fred C. Y. Lee, "Input filter design for switching regulators," *IEEE Trans Aerospace and Electronic Systems*, Vol. AES-25, Sep. 1979.

16.9 电磁兼容部件

J. W. Adams, "Electromagnetic shielding of RF gaskets," *IEEE International Symp. EMC*, pp. 154 – 57, Anaheim, CA, Aug. 1992.

A. I. Broaddus, "Shielding effectiveness tests results of aluminized mylar," *IEEE International Symp. EMC*, pp. 21 – 6, Anaheim, CA, Aug. 1992.

417

D. S. Dixon and J. Masi, "Thin coatings can provide significant shielding against low-frequency EMF/magnetic fields," in *Proc IEEE International Symp EMC*, pp. 1035 – 40, 1998.

D. S. Dixon and S. I. Sherman, "An evaluation of the long term EMI performance of several shield ground adapters," *IEEE International Symp. EMC*, CH2487-7/87, pp. 172 – 82, 1987.

E. P. Fowler, "Cables and connectors—their contribution to electromagnetic compatibility," in *IEEE International Symp. EMC*, pp. 329 – 33, Anaheim, CA, Aug. 1992.

L. Halme, "Development of IEC cables shielding effectiveness standards," in *IEEE International Symp. EMC*, pp. 321 – 28, Anaheim, CA, Aug. 1992.

H. Hejase, A. Adams, R. F. Harrington, and T. K. Sarkar, "Shielding effectiveness of 'pigtail' connections," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-31, pp. 63 – 8, Feb. 1989.

L. O. Hoeft and J. S. Hofstra, "Measured electromagnetic shielding performance of commonly used cables and connectors," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-30, pp. 260 – 75, Aug. 1988.

IEEE Trans EMC, Vol. 40, Nov. 1998 (Part 2 of two parts), special issue on lightning.

S. Iskra, "Screening effectiveness measurement of a coaxial cable isolator," *IEEE Trans EMC*, Vol. 40, pp. 386 – 91, Nov. 1998.

B. C. Jackson and T. W. Blecks. "Performance characteristics of conductive coatings for EMI control," ITEM, p. 125, 1999.

D. Kimbro, G. Hubers, F. Tiley, and S. Wakamatsu, "A practical approach to EMI suppression using ferrite chips," ITEM, p. 26, 1998.

T. Kley, "Measuring the coupling parameters of shielded cables," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-35, pp. 10 – 20, Feb. 1993.

T. Kley, "Optimized single-braided cable shields," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-35, pp. 1 – 9, Feb. 1993.

Y. M. Lee and J. Latess, "Performance of wire mesh gaskets with air-inflatable core," *IEEE National Symp. EMC*, pp. 36 – 9, Boulder, CO, May 1989.

C. B. Lee, S. H. Won, T. G. Lee, I. H. Kong, and N. S. Chung, "Pulsed interference immunity on coaxial shield cables due to ferrite core attachment," in *Proc IEEE International Symp EMC*. pp. 118 – 21, 1998.

J. V. Masi, D. S. Dixon, and M. Avoux, "Development of a full performance composite connector with long-term EMI shielding properties," *IEEE International Symp. EMC*, CH2487-7/87, pp. 183 – 87, 1987.

F. Mayer, "Absorptive low pass cables—state of the art and an outlook to the future," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-28, pp. 7 – 17, Feb. 1987.

F. Mayer, "RFI suppression components—state of the art; new developments," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-18, pp. 59 – 70, May 1976.

F. Mayer, F. Heather and L. Rhodes, "HF Lossy line," in *Proc IEEE International Symp EMC*, pp. 459 – 64, 1998.

T. Miyashita, S. Nitta, and A. Mutoh, "Prediction of noise reduction effect of ferrite beads on electromagnetic emission from a digital PCB," in *Proc IEEE International Symp EMC*, pp. 866 – 71, 1998.

C. Parker, "Specifying a ferrite for EMI suppression," ITEM, pp. 50, 1998.

S. Sali, "Screening efficiency of triaxial cables with optimum braided shields," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-32, pp. 125 – 36, May 1990.

B. T. Szentkuti, "Shielding quality of cables and connectors: some basics," *IEEE International Symp. EMC*, pp. 294 – 301, Anaheim, CA, Aug. 1992.

J. F. Walther, "Electrical stability during vibration and electromagnetic pulse survivability of silver-plated glass bead filled EMI shielded gaskets," *IEEE National Symp. EMC*, pp. 40 – 5, Boulder, CO, May 1989. 418

R. L. Williams, Jr., "Quiet advances in EMI shielding gaskets," ITEM, p. 107, 1995.

D. M. Yenni, Jr., M. G. Baker and C. Maynes, "A new alternative for board level EMI shielding," p. 34, ITEM-UPDATE, 1999.

16.10 频谱管理及频率指配

D. F. Bishop, "Analysis of adjacent band interference between earth stations and earth orbiting satellites," *IEEE. Trans. EMC*, Vol. 39, pp. 167 – 74, May 1997.

F. Box, "A heuristic technique for assigning frequencies to mobile radio nets," *IEEE Trans Vehicular*

Technology, Vol. VT-27, pp. 57 – 64, May 1978.

"Definition of Spectrum Use and Efficiency," Report 662-3, Radio Communication Study Group, Geneva: International Telecommunications Union, 1993.

M. C. Delfour and G. A. De Couvreur, "Interference free assignment grids—part I, basic theory," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-31, pp. 280 – 92, Aug. 1989.

M. C. Delfour and G. A. De Couvreur, "Interference free assignment grids—part II, uniform and non-uniform strategies," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-31, pp. 293 – 305, Aug. 1989.

W. E. Falconer and J. A. Hooke, "Telecommunications services in the next decade," *Proc. of the IEEE*, Vol. 74, pp. 1246 – 61, Sep. 1986.

R. G. Gallagher, "Information Theory and Reliable Communication," New York: John Wiley and Sons, 1968.

W. K. Hale, "Frequency assignment: theory and applications," *Proc. IEEE*, Vol. 68, pp. 1497 – 1514, Dec. 1980.

S. Haykin, "Digital communications," New York: John Wiley and Sons, 1988.

R. L. Hinkle, "Spectrum conservation techniques for future telecommunications," *IEEE International Symp. EMC*.

L. Morino, "Spectrum utilization in a digital radio relay network," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-24, pp. 40 – 5, Feb. 1982.

T. Pratt and C. W. Bostian, "Satellite communications," New York: John Wiley and Sons, 1986. "Radio Regulations" (in 3 volumes), Geneva: International Telecommunications Union, 1990.

R. B. Schulz, "A review of interference criteria for various radio services," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-19, pp. 147 – 52, Aug. 1977.

N. Shacham and J. Westcott, "Future Directions in Packet Radio Architectures and Protocols," *Proceedings of the IEEE*, Vol. 75, pp. 89 – 99, Jan. 1987.

Special issue of Spectrum Management, *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-19, Aug. 1977.

J. A. Zoellner, "Frequency assignment games and strategies," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-15, pp. 191 – 96, Nov. 1973.

J. A. Zoellner and C. L. Beal, "A breakthrough in spectrum conserving frequency assignment technology," *IEEE Trans EMC*, Vol. EMC-19, pp. 313 – 19, Aug. 1977.

16.11　电磁兼容计算机模型

G. A. Deschamps, "Ray Techniques in Electromagnetics," *Proceedings of IEEE*, vol. 60, 1022 – 1035, 1972.

S. W. Lee, "Electromagnetic Reflection from Conducting Surfaces: Geometric Optics Solution," *IEEE Trans. Antennas & Propagation*, vol. AP 37, 184 – 191, 1975.

G. L. Maile, "Three-Dimensional Analysis of Electromagnetic Problems by Finite Element Methods," Ph. D. dissertation, University of Cambridge, December 1979.

G. J. Burke and A. J. Poggio, "Numerical Electromagnetic Code (NEC)—Method of Moments (MOM)," Naval Ocean Systems Center, San Diego, CA, NOSC Tech. Document 116, Jan. 1981.

A. Taflove and K. Umashankar, "A Hybrid Moment Method/Finite-Difference Time-Domain Approach to Electromagnetic Coupling and Aperture Penetration into Complex Geometries," *IEEE Trans. Antennas Prop.*, vol. AP-30, July 1982, pp. 617 – 627.

M. A. Morgan, C. H. Chen, S. C. Hill, and P. W. Barber, "Finite Element-Boundary Integral Formulation for Electromagnetic Scattering," *Wave Motion*, vol. 6, 1984, pp. 91 – 103.

D. R. Lynch, K. D. Paulsen, and J. W. Strohbehn, "Finite Element Solution of Maxwell's Equations for Hyperthermia Treatment Planning," *J. Comput. Phys.*, vol. 58, 1985, pp. 246 – 269.

T. K. Sarkar, "The Conjugate Gradient Method as Applied to Electromagnetic Field Problems," *IEEE Antennas and Prop. Soc. Newsletter*, vol. 28, August 1986, pp. 5 – 14.

H. Kardestuncer and D. H. Norrie (eds.), *Finite Element Handbook*, McGraw-Hill Publishing, New York, ISBN 0-07-033305-X, 1987, 1424 pp.

H. Ling, R. Chou, and S. W. Lee, "Shooting and Bouncing Rays: Calculating the RCS of an Arbitrarily Shaped Cavity," *IEEE Trans. Antennas & Propagation*, vol. 37, 194 – 205, 1988.

K. D. Paulsen, D. R. Lynch, and J. W. Strohbehn, "Three-Dimensional Finite, Boundary, and Hybrid Elements solutions of the Maxwell Equations for Lossy Dielectric Media," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-36, April 1988, pp. 682 – 693.

R. J. Marhefka and J. W. Silvestro, "Numerical Electromagnetic Code (NEC)—Basic Scattering Code (BSC)," National Aeronautics & Space Administration and Ohio State University, OH, 1989.

T. K. Sarkar, "From 'Reaction Concept' to 'Conjugate Gradient': Have We Made Any Progress?," *IEEE Antennas and Prop. Soc. Newsletter*, vol. 31, August 1989, pp. 6 – 12.

J. Sroka, H. Baggenstos, and R. Ballisti, "On the Coupling of the Generalized Multipole Technique with the Finite Element Method," *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. 26, March 1990, pp. 658 – 661.

X. C. Yuan, D. R. Lynch, and J. W. Strohbehn, "Coupling of Finite Element and Moment Methods for Electromagnetic Scattering from Inhomogeneous Objects," *IEEE Trans. Antennas and Prop.*, vol. 38, March 1990, pp. 386 – 393.

T. H. Hubing, "Calculating the Currents Induced on Wires Attached to Opposite Sides of a Thin Plate," ACES Collection of Canonical Problems, Set 1, published by Applied Computational Electromagnetics Society, Spring 1990, pp. 9 – 13.

P. Leuchtmann and L. Bomholt, "Thin Wire Features for the MMP-Code," *Proc. 6th Annual Rev. of Progress in Applied Computational Electromagnetics*, March 1990, pp. 233 – 240.

P. P. Silvester and R. L. Ferrari, *Finite Elements for Electrical Engineers*, 2nd Ed., Cambridge University Press, Cambridge, 1990.

J. M. Jin and J. L. Volakis, "A Finite Element-Boundary Integral Formulation for Scattering by Three-Dimensional Cavity-Backed Apertures," *IEEE Trans. Antennas and Prop.*, vol. AP-39, January 1991, pp. 97 – 104.

T. K. Sarkar, *Application of Conjugate Gradient Method to Electromagnetics and Signal Analysis* (Progress in Electromagnetics Research Series, No 5), ISBN 044401604X, 1991.

P. Leuchtmann, "New Expansion Functions for Long Structures in the MMP-Code," *Proc. 7th Annual Rev. of Progress in Applied Computational Electromagnetics*, March 1991, pp. 198 – 202.

J. Zheng, "A New Expansion Function of GMT: The Ringpole," *Proc. 7th Annual Rev. of Progress in Applied*

Computational Electromagnetics, March 1991, pp. 170 – 173.

A. Drozd, et al., "Analysis of EMC for Shuttle/Space Station Communications Links: An Expert System," *EMC Technology Magazine*, Vol. 10/No. 6, September/October 1991, pp. 21 – 24.

W. J. R. Hoefer, *The Electromagnetic Wave Simulator: A Dynamic Visual Electromagnetic Laboratory Based on the Two-Dimensional TLM Method*, John Wiley & Sons, West Sussex, England, 1991.

T. Hubing, "Trends in EMC: A Survey of Numerical Electromagnetic Modeling Techniques," *ITEM Magazine Update*, 1991 Ed., pp. 17 – 30, p. 60.

SAIC/Demaco Inc., Xpatch 2.4 Manual Vols. 1 – 6, Champaign, IL, 1991.

A. Drozd, V. Choo, and A. Rich, "Frequency Management and EMC Decision Making Using Artificial Intelligence/Expert Systems," *Proceedings of the 1992 IEEE International Symposium on EMC*, Anaheim, CA, June 1992.

J. M. Putnam, L. N. Medgyesi-Mitschang, and M. B. Gedera, "CARLOS-3D™ Three Dimensional Method of Moments Code, Volume II—User Manual," McDonnell Douglas Aerospace-East New Aircraft and Missile Products, St. Louis, MO Prepared for Dynetics, Inc., Huntsville, AL, 10 December 1992.

A. Drozd, "Overview of Present EMC Analysis/Prediction Tools and Future Thrusts Directed at Developing AI/Expert Systems," *Proceedings of the 1992 IEEE International Symposium on EMC*, Anaheim, CA, June 1992.

A. Drozd, V. Choo, et al., "Equipment EMC/Frequency Management for Complex Systems Using Expert System Technology," *10th International Zurich Symposium and Technical Exhibition on EMC*, Federal Technical Institute, Zurich, Switzerland, March 1993.

A. Drozd, V. Choo, et al., "Intelligent Electromagnetic Compatibility Analysis and Design System (IEMCADS)," *Kaman Sciences Corporation Final Technical Report*, Vols. I-V for the Naval Undersea Warfare Center, Detachment New London, Contract No. N66604-93-C-0998, September 1993.

R. Nelson, "Use of EMC Prediction Tools—A Review of Past and Present Efforts and a Look at Future Possibilities," *Report Prepared by North Dakota State University, Department of Electrical Engineering for the Naval Undersea Warfare Center New London Detachment (NUWCNL)*, 1 August 1994.

V. Choo, A. Drozd, D. Dixon, et al., "Implementation of Intelligent EMC Analysis and Design Techniques," *1994 IEEE International Symposium on EMC*, Chicago, IL, August 1994.

A. Drozd, T. Blocher, et al., "The Intelligent Computational Electromagnetics Expert System (ICEMES)," *Conference Proceedings on the 12th Annual Review of Progress in Applied Computational Electromagnetics*, Monterey, CA, 18 – 22 March 1996, pp. 1158 – 1165.

SAIC/Demaco Inc., Apatch v2.1 Manual, Champaign, IL, 1996.

M. F. Catedra (Editor), R. P. Torres, J. Basterrechea (Editor), R. F. Torres (Editor), *The CGFFT Method: Application of Signal Processing Techniques to Electromagnetics*, Artech House; ISBN 0890066345, 1995.

A. Drozd, T. Blocher, et al., "Computational Electromagnetics (CEM) Using Expert Systems for Government and Industry Applications." *In Conference Proceedings for the 6th Annual IEEE Mohawk Valley Section Dual-Use Technologies & Applications Conference*, Syracuse, NY, 3 – 6 June 1996, pp. 259 – 265.

A. Drozd, T. Blocher, et al., "Expert Systems for Computational Electromagnetics," *Conference Proceedings of the Society for Computer Simulation (SCS) Summer Computer Simulation Conference*, Portland, OR,

21 – 25 July 1996.

A. Drozd and V. Choo, "Artificial Intelligence/Expert System (AI/ES) Pre-Processor for Computational Electromagnetics (CEM)," *ANDRO Consulting Services Technical Report RLTR-96-94 for the US Air Force Rome Laboratory*, Air Force Materiel Command, July 1996.

T. Hubing, J. Drewniak, et al., "An Expert System Approach to EMC Modeling," *Conference Proceedings of the 1996 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Santa Clara, CA, 19 – 23 August 1996, pp. 200 – 203.

A. Drozd, T. Blocher, et al., "An Expert System Tool to Aid CEM Model Generation," *Conference Proceedings on the 13th Annual Review of Progress in Applied Computational Electromagnetics*, Monterey, CA, 17 – 21 March 1997, pp. 1133 – 1140.

A. Drozd, T. Blocher, et al., "Technology Update: ICEMES, A Tool for Generating Complex CEM Models Using an Expert System Approach," *Conference Proceedings of the Society for Computer Simulation (SCS) Summer Computer Simulation Conference*, Arlington, VA, 13 – 17 July 1997, pp. 395 – 400.

N. Kashyap, T. Hubing, et al., "An Expert System for Predicting Radiated EMI in PCB's," *Conference Proceedings of the 1997 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Austin, TX, 18 – 22 August 1997, pp. 444 – 449.

John L. Volakis; Arindam Chatterjee, and Leo C. Kempel, *Finite Element Method for Electromagnetics: Antennas, Microwave Circuits, and Scattering Applications*, IEEE Press Series on Electromagnetic Wave Theory and Oxford University Press, ISBN 0-7803-3425-6, 1998.

A. Drozd, T. Blocher, et al., "Illustrating the Application of Expert Systems to Computational Electromagnetics Modeling and Simulation," *Conference Proceedings of the 14th Annual Review of Progress in Applied Computational Electromagnetics*, Monterey, CA, 16 – 20 March 1998, pp. 36 – 41.

T. Hubing, N. Kashyap, J. Drewniak, et al., "Expert System Algorithms for EMC Analysis," *Conference Proceedings of the 14th Annual Review of Progress in Applied Computational Electromagnetics*, Monterey, CA, 16 – 20 March 1998, pp. 905 – 910.

A. Drozd and T. Blocher, "Heuristics-Based Computational Electromagnetics: A State-of-the-Art Technique for End-to-End EMC Modeling and Analysis of Large, Complex Structures," *Conference Proceedings of the 1998 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Denver, CO, 23 – 28 August 1998, pp. 1144 – 1149.

A. Drozd, A. Pesta, et al., "Application and Demonstration of a Knowledge-Based Approach to Interference Rejection for EMC," *Conference Proceedings of the 1998 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Denver, CO, 23 – 28 August 1998, pp. 537 – 542.

Andrew F. Peterson, Scott L. Ray, and Raj Mittra, *Computational Methods for Electromagnetics*, IEEE Press Series on Electromagnetic Wave Theory and Oxford University Press, ISBN 07803-1122-1, 1998.

A. Drozd, J. Miller, et al., "Predicting Detailed Electromagnetic Interference Rejection Requirements Using a Knowledge-Based Simulation Approach," *Newsletter Technical Features Article for the Applied Computational Electromagnetics Society*, Vol. 14, No. 1, ISSN 1056-9170, March 1999, pp. 8 – 11.

A. Drozd, C. Carroll, J. Miller, et al., "E3EXPERT—A Knowledge-Based, Object-Oriented Modeling and Simulation Capability for Predicting Detailed Interference Rejection Requirements," *Conference Proceedings of the 31st Annual Society for Computer Simulation (SCS) Summer Computer Simulation Conference*,

Chicago, IL, 11 - 15 July 1999, pp. 499 - 504.

A. Drozd, D. Weiner, P. Varshney, and I. Demirkiran, "Innovative C^4I Technologies: ANDRO's Electromagnetic Environment Effects Expert Processor with Embedded Reasoning Tasker (AE^3EXPERT)—A Knowledge-Based Approach to Interference Rejection," AFRL-IF-RS-TR-2000-15 for the U. S. Air Force Research Laboratory Information Directorate, Rome Research Site, Rome, NY, February 2000.

K. Sunderland, "Review of Basic 3-D Geometry Considerations for Intelligent CEM Pre-Processor Applications," *Proceedings of the 16th Annual Review of Progress in Applied Computational Electromagnetics*, Naval Post Graduate School, Monterey, CA, March 2000, pp. 226 - 232.

E. L. Coffey, "GEMACS Version 6.0: Vol. I: Getting Started With GEMACS," *Advanced Electromagnetics Technical Report Prepared for the Air Force SEEK EAGLE Office (AFSEO) and the Army Research Laboratory (ARL)*, Report No. AE00R001, 1 January 2000.

E. L. Coffey, "GEMACS Version 6.0: Vol. II: Applications and Worked Examples & Reference Material," *Advanced Electromagnetics Technical Report Prepared for the Air Force SEEK EAGLE Office (AFSEO) and the Army Research Laboratory (ARL)*, Report No. AE00R001, 1 January 2000.

422

16.12 信号完整性(SI)

互联网

SI-LIST(有1000个以上参与者讨论SI的电子信箱论坛及Web存档)

- 电子邮箱组:由si-list或si-list-digest订阅:发电子邮件至majordomo@silab.eng.sun.com。邮件正文写上:SUBSCRIBE si-list或SUBSCRIBE si-list-digest,要寻求帮助,在邮件正文中写:HELP。
- Web存档网址:http://www.qsl.net/wb6tpu

IBIS

- IBIS用户:供IBIS有关讨论的电子邮箱论坛。如需参与IBIS讨论,可发送电子邮件至ibis-request@vhdl.org.
- IBIS正式网址:http://www.eia.org/eig/ibis/ibis.htm

提供SI相关信息的其他网址(按字母顺序)

www.bogatinenterprises.com

www.chipcenter.com

www.dacafe.com

www.ednmag.com

www.eetimes.com

www.pcdmag.com

www.sigcon.com

SI软件供应商(按字母顺序)

Ansoft (www.ansoft.com)

Applied Simulation Technology (www.apsimtech.com)

Cadence (www.cadence.com)

Hyperlynx（www. hyperlynx. com）
Incases（www. incases. com）
Mentor Graphics（www. mentorg. com）
Quantic EMC（www. quantic-emc. com）
Sigrity（www. sigrity. com）
Viewlogic（www. viewlogic. com）



附录 1　EMC 专业术语

基本概念

电磁环境：存在于给定场所的电磁现象的总和。

无线电环境：无线电频率范围内的电磁环境。在给定场所内处于工作状态的无线电发射机产生的电磁场总和。

电磁噪声：一种明显不传送信息的时变电磁现象，它可能与有用的信号叠加或组合。

自然（天电）噪声：来源于自然（天电）现象而非人工装置产生的电磁噪声。

人为（设备）噪声：来源于人工装置的电磁噪声。

无线电频率噪声：具有无线电频率分量的电磁噪声。

环境无线电噪声：可浸没任一设备、子系统或系统的全部电磁骚扰的合成，其中不包含被浸没设备、子系统或系统自身的电磁贡献。

窄带无线电噪声：频谱显示有一个或多个尖峰且宽度比标称带宽窄的无线电噪声，其标称带宽离测量仪器（或要防护的通信接收机）可分辨的带宽足够远。

宽带无线电噪声：频谱宽度与测量仪器标称带宽可比的无线电噪声，其谱分量之间相距足够近而且均匀，以致测量仪器不能分辨它们。

电磁辐射：能量以电磁波的形式由源发射到空间的现象。能量以电磁波形式在空间传播。

（电磁辐射一词的含义有时也可引申，将电磁感应现象也包括在内。）

电磁骚扰：任何可能引起装置、设备或系统性能降低或者对有生命或无生命物质产生损坏作用的电磁现象。

（电磁骚扰可能是电磁噪声、无用信号或传播媒质自身的变化。）

无线电频率骚扰：具有无线电频率分量的电磁骚扰。

无用信号：可能损害有用信号接收的信号。

干扰信号：损害有用信号接收的信号。

（性能）降低：装置、设备或系统的工作性能与正常性能的非期望偏离（术语性能降低可用于临时性或永久性失效）。

电磁干扰（EMI）：电磁骚扰引起的设备、传输通道或系统性能的下降。

无线电频率干扰（RFI）：也称射频干扰，由无线电骚扰引起的有用信号接收性能的下降。

数字装置：一种信息技术设备（ITE），属于采用数字技术和发生器一类的非故意辐射器，并采用速率超过每秒 9 000 个脉冲的时钟信号或脉冲。

信息技术设备：为达到下列一个或多个目的而设计的非故意辐射器设备。

(1) 接收来自外部源（例如通过数据线或键盘输入）的数据。

(2) 对接收到的数据进行某些处理（如计算、数据转换或记录、建档、分类、存储和传送）。

(3) 提供数据输出（或送至另一设备或再现数据或图像）。

这个定义包括那些主要产生各种周期性二进制电气或电子脉冲波形，并实现数据处理功能的单元或系统：诸如文字处理、电子计算、数据转换、记录、建档、分类、存储、恢复及传递，以及用图像再现数据等。

个人计算机：一种包含主机与有限数量外设的系统，设计成可在家庭或小型办公室中使用，以便个人能够完成各种计算或文字处理功能或这两类功能；它的典型尺寸允许它及其外设放在一个桌面上。注意，在产品标准或适用的规范中给出的其他定义可以优先采纳。

外围设备：将数据输入其他设备（主机）或接收来自其他设备（主机）的数据以控制其工作的数字辅助设备。

附随辐射器：并非有意地设计成产生或发射射频能量，但在其工作过程中会产生射频能量的装置，例如直流电动机和机械电灯开关。

故意辐射器：以通过辐射或感应产生并发射射频能量为目的的装置。 426

骚扰的波形

瞬态（的）：在两个相邻状态之间变化的物理量或物理现象，其变化时间小于所关注的时间尺度。

脉冲：在短时间内突变，随后又迅速返回其初始值的物理量。

脉冲计数：在指定时间间隔内脉冲的个数。

冲激脉冲：针对某给定用途，近似于一单位脉冲或迪拉克函数的脉冲。

脉冲骚扰：在某一特定装置或设备上出现的、表现为一连串清晰脉冲或瞬态的电磁骚扰。

随机噪声：给定瞬间其值不可预测而只有统计意义的电磁噪声（给定瞬间其值不可预测的噪声）。

静电放电（ESD）：具有不同静电电位的物体相互靠近或直接接触而产生的电荷转移。

浪涌（浪涌防护装置）：电路中的电流、电势或功率瞬态波。

隆起：干线传输的电源频率的电压瞬间增大，超出了标准公差、持续时间超过一个周期而小于几秒。

允过浪涌：很少变化或无变化地通过浪涌防护装置的那部分浪涌。

浪涌残余：外加浪涌经过一个或几个防护装置后剩余的部分。

连续骚扰：对一个特定设备的效应不能分解为一串能清晰可辨的效应的电磁骚扰。

连续噪声：对一个特定设备的效应不能分解为一串能清晰可辨的效应的噪声。

准冲击噪声：等效于脉冲噪声与连续噪声的叠加的电磁噪声。

非连续干扰：出现于被无干扰间隙隔开的一定时间间隔内的电磁干扰。

干扰控制

电磁敏感性：存在电磁骚扰情况下，装置、设备或系统不能避免性能降低的能力特性（敏感性高，抗扰性低）。

（对骚扰的）抗扰性：装置、设备或系统面临电磁骚扰而不降低运行性能的能力。

内部抗扰性：装置、设备或系统在其常规输入端或天线处存在电磁骚扰时能正常工作而无性能降低的能力。

抗扰性电平：将给定电磁骚扰施加于某一装置、设备或系统而其仍能正常工作并保持所需性能等级时的最大骚扰电平。

427

抗扰度限值：规定的最小抗扰性电平。

抗扰度裕量：装置、设备或系统的抗扰性限值与电磁兼容电平之间的差值。

外部抗扰性：装置、设备或系统在电磁骚扰经由除常规输入端或天线以外的途径侵入的情况下，能正常工作而无性能降低的能力。

骚扰限值（允许值）：对于规定测量方法的最大电磁骚扰允许电平。

干扰限值（允许值）：电磁骚扰使装置、设备或系统最大允许的性能降低（因为在很多系统中干扰难以测量，所以在英文中干扰限值一词常常用于替代骚扰限值）。

电磁兼容性（EMC）：设备或系统在其电磁环境中能正常工作且不对该环境中任何事物构成不能承受的电磁骚扰的能力。

系统间电磁兼容性：使系统能够不出现由另一系统电磁源造成明显性能降低的条件。

系统内电磁兼容性：使系统各部分都能够不出现由该系统不同部分电磁源造成的明显性能降低的条件。

电磁兼容电平：预期加在工作于指定条件的装置、设备或系统上的规定的最大电磁骚扰电平。

电磁兼容裕量：装置、设备或系统的抗扰性电平与骚扰源的发射限值之间的差值。

地耦合干扰：电磁骚扰从一电路通过公共地或地回路耦合到另一电路从而引起的电磁干扰。

抑制器：专门设计来抑制骚扰的器件。

骚扰抑制：削弱或消除电磁骚扰的措施。

干扰抑制：削弱或消除电磁干扰的措施。

测量

受试设备（EUT）：用来对市售产品做出评估的装置或系统的样品。

低压电气与电子设备：工作时输入的直流电压不高于600V或交流电压不高于1000V的电气与电子设备。

传导无线电噪声：设备工作时产生的无线电噪声，它存在于设备的电源线（或信号线）上，并可在规定条件下作为电压或电流进行测量。

电源线传导无线电噪声：设备工作时产生的无线电噪声，它存在于设备的电源线上，并可在规定条件下进行测量。注意，通过直接耦合或某些电路元件的二次辐射，它可进入诸如ITE之类的接收器。

428

共模无线电噪声：出现在公共参考面（地）与传输线所有导线之间，造成它们的电位同步变化且相对于公共参考面（地）数值相同的传导无线电噪声。

地上设备：设计成直接与地面接触或置于地板上的设备（地板用于支撑地面上方的设备和操作人员，例如高出地面的计算机地板）。

桌面设备：设计成放置在桌面上使用的设备，例如大多数个人计算机。

差模无线电噪声：造成信号传输路径一侧的电位相对于另一侧变化的传导无线电噪声。

人工电源网络、线路阻抗稳定网络（LISN）：串接在受试设备电源进线处的网络。它在给定频率范围内，为骚扰电压的测量提供规定的负载阻抗，并使受试设备与电源相互隔离。

德尔塔网络：能够分别测量单相电路共模电压和差模电压的人工电源网络。

V形网络：能够分别测量每个导体对地电压的人工电源网络（V形网络可设计成用于任意导体数的网络）。

电流探头：在不断开导体且不对相应电路引入显著阻抗的情况下，测量导体电流的装置。

（同轴线的）表面转移阻抗：同轴线内导体单位长度上的感生电压与同轴线外表面上的电流之比。

接地（参考）平面：一块导电平面，其电位用作公共参考电位。

屏蔽壳体、屏蔽室：专门设计用来隔离内外电磁环境的网状或薄板金属壳体。

开阔试验场地

标准天线校准场地：具有金属接地平面且附近没有树木、输电线和栅栏之类散

射体的平坦开阔场地。

背景电平：受试样品尚未启动时，在指定试验地点与时间存在的辐射的和传导的信号及噪声之量值。

天线系数：表示天线所在处电场强度与天线端接负载上输出电压之间关系的量。

场地衰减：对于规定的极化、收发天线间距及距反射平面高度，输入匹配平衡无耗调谐偶极子辐射器的功率与相似地匹配平衡无耗调谐的偶极子接收天线输出功率之比值。

归一化场地衰减（NSA）：场地衰减除以发射天线与接收天线的天线系数（全部用线性单位）。

429

辐射无线电噪声：电磁场形态的无线电噪声能量，包括场的辐射分量与感应分量。

辐射发射试验场地：适用于测量由受试装置、设备或系统辐射的无线电干扰场的且满足规定要求的场地。

单信号法：在没有有用信号的情况下测量接收机对无用信号响应的方法。

双信号法：在存在有用信号情况下确定接收机对无用信号响应的测量方法（用这种方法时，对每种受测接收机都必须规定详细的测试方法和采用的标准）。

接收机与发射机术语

广播接收机：用来接收批准用于商业或公共广播事业的电台在许可频率上所发送信号的设备。

（设备的）带宽：设备或传输信道的给定特性偏离其参考值不超过某一规定值或比率时的频带宽度。（例如，这个给定的特性可以是幅/频特性、相/频特性或时延/频率特性。）

（发射或信号的）带宽：任一带外频谱分量的电平都不超过参考电平的某一规定百分比的频带宽度。

占用带宽：低于频率下限与高于频率上限的带宽上发射的平均功率各等于一给定发射辐射的总平均功率的 0.5%。在某些情况下，例如多信道频率分派系统，0.5%这样的百分比在确定占用带宽的实际应用中会造成一定的困难，对于这种情况可采用不同的百分比。

宽带设备：带宽足以接收和处理特定发射的所有频谱分量的设备。

窄带设备：带宽只能满足接收和处理某一特定发射的部分频谱分量的设备。

发射：这里通常是指发出或放出电磁能量的一种行为。

宽带发射：带宽大于特定测量设备或接收机带宽的发射。

窄带发射：带宽小于特定测量设备或接收机带宽的发射。

带外发射：由调制过程紧靠必要带宽的单个或多个带外频率点上的发射。杂散

发射除外。

（发射台的）杂散发射：必要带宽外的单个或多个频率点上的发射。可以减小其电平而不影响相应的信息传输。

选择性：接收机分辨给定的有用信号与无用信号的能力或这一能力的度量。

有效选择性：在规定的特殊条件下，例如接收机输入电路过载时的选择性。

邻频道选择性：用与频道间隔相等的信号间隔所测得的选择性。

430

灵敏度降低：由于无用信号引起的接收机有用输出的减小。

交调：非线性设备、电网络或传播媒介中信号的相互作用所产生的无用信号对有用的调制。

互调：发生在非线性的器件或传媒介中的过程。由此一个或多个输入信号的频谱分量互相作用，产生新的分量，它们的频率等于各输入信号分量频率的整倍数的线性组合。

镜像抑制比：接收机镜像频率上的规定信号电平与产生同样输出功率的调谐频率的（有用）信号电平之比。

中频抑制比：接收机中使用的任一中频频率上的规定信号电平与产生同样输出功率的有用信号电平之比。

信骚比：规定条件下测得的有用信号电平与电磁骚扰电平之间的比值。

信噪比：规定条件下测得的有用信号电平与电磁噪声电平之间的比值。

保护率：装置或设备达到规定性能所需的最小信骚比。

统计模型

分布函数[$P(x)$]：某一参数小于给定值 x 的概率。

概率密度函数：分布函数 $P(x)$ 的导数。

幅度概率分布（APD）：函数的包络大于给定值 x 的时间段相对于总时间间隔的百分率。

包络幅值分布（EAD）：带通滤波器在频谱幅值不同时的脉冲响应正交扰率的累积分布。

噪声幅值分布（NAD）：随脉冲重复率变化的一种表征达到或超过脉冲幅值的分布函数。

平均交扰率：规定的电平（若不规定则为0）被正向交扰的平均比率。

功率密度：垂直于传播方向的每单位横截面积上辐射通过的功率。

频谱管理

无线电波或赫兹波：无人工导引情况下在空间传播的任何频率低于3000GHz的

电磁波。

辐射：从源发出的能量以无线电波的形式向外传播。

发射：由无线电发射电台产生的辐射或辐射产物（例如，由本地振荡器或无线电接收机产生的能量辐射不是发射，而是辐射）。注意，然而在 EMI/EMC 领域，术语发射用来描述由仪器或设备产生的电磁干扰（含辐射的与传导的两种）。

431

带外发射：紧挨在由调制过程造成的必要带宽之外的一个或多个频率的辐射，但不包括杂散辐射。

杂散发射：必要带宽外的单个或多个频率点上的发射。可以减小其电平而不影响相应的信息传输。杂散辐射包括谐波发射、寄生发射、交调产物及变频产物。带外发射除外。

无用发射：包括杂散发射和带外发射。

（频带）分配：为了在规定条件下实现地球或太空范围内的一项或多项无线通信或射电天文学服务，将一给定的频带登记到频率指配表中。

（无线电频率或无线电频率信道的）分配：供一个或多个管理机关按规定条件用于一个或多个参与国或地区进行地球或太空范围内的无线通信服务，被授权会议接受登记一个约定计划中指定的频率信道。

（无线电频率或无线电频率信道的）分配：由无线电台站管理部门核准，按规定条件使用无线电频率或无线电频率信道。

分配的频带：台站在批准的频带内发射；该频带的宽度等于必要带宽加上频率容限绝对值的 2 倍。对于空间站，指定的频带包括可以发生在有关的地球表面上任何地点的最大多卜勒频移的 2 倍。

分配的频率：分配给台站的频带的中心频率。

频率容限：发射占有的带宽中心频率相对于指定频率的，或发射的特征频率相对于参考频率的最大允许偏差。频率容限以每赫兹百万分之几来表示。

干扰：在无线电通信系统接收时，由一种发射、辐射、感应或它们的组合产生的无用能量的效应，表现为性能下降、误判或使得原本没有这种无用能量时能提取的信息丢失。

防护率：在规定条件下，例如接收机输出的有用信号达到规定的接收质量，所确定的接收机输入的有用信号与无用信号之比的最小值，通常以分贝表示。

信号完整性

下降时间：信号从逻辑高状态变化为逻辑低状态所经历的时间。

飞行时间：在激励器接参考/试验负载情况下信号达到 V_{ref} 与接收机信号达到 V_{ref} 之间的时间差。飞行时间又称总线损耗，因为历史上曾用于减小额外时间 T_{co}，观测

T_{co}是为了考虑专用负载与实际系统负载在影响环路时间方面的差别。

ISI（代码间干扰）：ISI系指前一开关周期的逻辑值/代码与同一个通道中当前周期传送的代码之间的相互作用。ISI的发生是储存在通道中的能量与后来的无关信号相加的结果。它取决于多个周期的反射，并影响到上升/下降沿及复原特性。

抖动：抖动系指单个周期性信号的边沿之间在时间上的偏移。例如，时钟抖动是对时钟周期的时间偏移（时钟周期可以压缩或扩张）。抖动能影响跨越多个周期或边沿细节的源同步电路，还能施加到信号上升沿与下降沿之间的差值中。

过冲/下冲：过冲与下冲发生在信号跃变下降沿超过V_{ol}/V_{il}与上升沿超过V_{oh}/V_{ih}时刻。

周期：对于公共时钟电路与多钟循环工作的情况，周期是指从某一上升沿过渡段到下一上升沿过渡段（或从下降沿到下降沿）的单钟或选通脉冲循环期。例如，1GHz循环的周期是1ns。

推出/拉入：推出与拉入是指由于信号耦合效应与信号回程不连续造成的信号飞行时间差。与单比特开关的延时相比，推出意味着所有激励级在相同方向通断（偶模），而拉入意味着所有激励级在相反方向通断（奇模）。

环路返回：环路返回发生在当信号上升沿超越V_{ih}阈值、并在置位超过V_{ih}之前再次超越阈值之时。根据再次超越的幅值与持续时间，置位时间可能需要从最后一次超越V_{ih}时计算。这也适用于信号下降沿在置位低于V_{il}之前再超越V_{il}。对于时钟信号，只要它超越V_{ih}/V_{il}阈值满足设置计时要求，习惯上环路返回就被允许。

上升时间：上升时间是信号从逻辑低状态变化到逻辑高状态所经历的时间。上升时间也包括诸如从幅值的10%变化至90%或从指定的某电压（如0.5 V）上升至某电压（如1V）所经历的时间。

偏离：偏离是在规定的电压阈值下两个或多个信号的延时之间的差值。对于公共的时钟电路，偏离将是激励器与接收器时钟之间决定建立或保持时间脉冲的关键。对于源同步系统，偏离可用于读取脉冲与信号比较或读取脉冲与读取脉冲比较。

T_{co}（时钟对输出的有效时延）：T_{co}是器件时钟输入（在规定的输入电压阈值下）与有效信号输出（在规定的参考负载与输出电压阈值下）之间的时延。对系统设计而言这种时延典型地规定在器件外壳引脚或输入/输出极板处。

T_h（信号对时钟输入的保持时间）：这是输入信号超过接收器件的输入时钟边沿传送保持有效（上升则高于V_{ih}、下降则低于V_{il}）的要求。

T_{su}（信号对时钟输入的建立时间）：这是接收器件在其输入时钟边沿传送之前对于输入信号调整在V_{ih}上下（上升时）或低于V_{il}（下降时）的时间要求。建立时间用于公用时钟与源同步计时这两种接收器件。

V_{il}/V_{ih}（低/高输入电压）：V_{il}与V_{ih}分别指输入从高到低跃变的最大低输入电压

与输入从低到高跃变的最小高输入电压。输入信号在超过这些保证闩锁住的电压极限时必须保持稳定。

433

V_{ol}/V_{oh}（低/高输出电压）：V_{ol}与V_{oh}分别指在激励器输出参考点保证激励信号所需的低与高电平。

V_t（阈值电压）：V_t指接收器输入端感知的输入阈值电压，无论是高状态还是低状态它都是确定的。在某些情况下，输入阈值是用附加的噪声裕度规定的，或采用定时技术要求或信号条件要求对过激励区域的规定。

434

附录 2　EMI/EMC 单位

辐射发射与辐射敏感度用场强（V/m，或 T）来度量。传导发射与传导敏感度用电压或电流（V 或 A）来度量。

单频或带宽很窄的测量用幅值来表示。而宽带的测量则用每单位带宽（例如每赫兹）的基数来表示。

电压

$V = 10^3\ mV = 10^6\mu V$

dBV = 以 1V 为参考电平的 dB 数

dBmV = 以 1mV 为参考电平的 dB 数

dBμV = 以 1μV 为参考电平的 dB 数

dBV = 20 $\log_{10}$ [（以 V 为单位）/1V]

电流

$A = 10^3 mA = 10^6\mu A$

dBA、dBmA、dBμA

功率

$W = 10^3\ mW = 10^6\mu W = 10^{12}\ pW$

dBW、dBmW、dBμW

dBW = 10 $\log_{10}$ [（P 以 W 为单位）/1W]

电场

V/m

dBv/m 和 dBmv/m 等。

磁场（$B = \mu H$）

$T = Wb/m = 10^4 Gauss$

弱天体源的源强度

通量单位（FU） = $-260 dBW/m^2/Hz$

附录 3　参考文献

A. Amerasekera and C. Duvvury, *ESD in Silicon Integrated Circuits*, John Wiley & Sons, 1996.

B. Archambeault, O. Ramahi and C. Brench, *EMI/EMC Computational Modeling Handbook*, Kluwer, 1998.

J. R. Barnes, *Electronic Systems Design: Interference and Noise Control Techniques*, Prentice-Hall, 1987.

W. S. Bennett, *Control and Measurement of Unintentional Electromagnetic Radiation*, John Wiley & Sons, 1997.

H. B. Bakoglu, *Circuits, Interconnects and Packaging for VLSI*, Addison Wesley, 1990.

W. Boxleitner, *Electrostatic Discharge and Electronic Equipment: A Practical Guide to Designer to Prevent ESD Problems*, New York: IEEE Press, 1989.

R. V. Carstensen, *EMI Control in Boats and Ships*, Gainsville, VA: Interference Control Technologies, 1979.

P. A. Chatterton and M. M. Houlden, *EMC: Electromagnetic Theory to Practical Design*, John Wiley & Sons 1991.

C. Christopoulos, *Principles and Techniques of Electromagnetic Compatibility*, CRC Press, 1995.

W. J. Dally and J. W. Poulton, *Digital Systems Engineering*, Cambridge University Press, 1998.

H. W. Denny, *Grounding for Control of EMI*, Gainsville, VA: Interference Control Technologies, 1993.

J. C. Fluke, *Controlling Conducted Emissions by Design*, Van Nostrand Reinhold, 1991.

E. R. Freeman and M. Sachs, *Electromagnetic Compatibility Design Guide*, Artech House, 1982.

B. C. Gabrielson, *The Aerospace Engineer Handbook of Lightning Protection*, Gainsville, VA: Interference Control Technologies, 1987.

M. F. Gard, *Electromagnetic Interference Control in Medical Electronics*, Gainsville, VA: Interference Control Technologies, 1979.

C. J. Georgopoulos, *Interference Control in Cable and Device Interfaces*, Gainsville, VA: Interference Control Technologies, 1987.

R. N. Ghose, *EMP Environment and System Hardness Design*, Gainsville, VA: Interference Control Technologies, 1983.

R. N. Ghose, *Interference Mitigation*, IEEE Press, 1996.

L. T. Gnecco, *Problems and Solution in Wireless Communications and Electromagnetic Compatibility*, Tempest Inc. 1999.

L. T. Gnecco, *The Shielding Enclosure Handbook*, Tempest Inc, 1999.

J. J. Goedbloed, *Electromagnetic Compatibility*, Kluwer, Deventer, The Netherlands, 2nd Ed. 1991 (in Dutch), Published in English by Prentice Hall, 1992.

R. H. Golde (Ed.), *Lightning*, New York: Academic Press, 1979.

A. Greenwood, *Electrical Transients in Power Systems*, New York: Wiley, Interscience, 1971.

W. C. Hart and E. W. Malone, *Lightning and Lightning Protection*, Gainsville, VA: Interference Control Technologies, 1985.

O. Hartal, *Electromagnetic Compatibility by Design*, W. Conshohocken PA: R and B Enterprises, 1992.

L. H. Hemming, *Architectural Electromagnetic Shielding Handbook*, New York: IEEE Press, 1992.

J. R. Herman, *Electromagnetic Ambients and Man-Made Noise*, Gainsville, VA: Interference Control Technologies, 1979.

D. M. Jansky, *Spectrum Management Techniques*, Gainsville, VA: Interference Control Technologies, 1977.

H. W. Johnson and M. Graham, *High Speed Digital Design*, Prentice Hall, 1993.

B. E. Kaiser, *Principles of Electromagnetic Compatibility*, Artech House Inc, 1987.

K. R. Keenan, *Decoupling and Layout of Digital Printed Circuits*, The Keenan Corp., 1985.

W. Kimmel and D. Gerke, *Electromagnetic Compatibility in Medical Equipment*, IEEE Press, 1995.

V. P. Kodali and M. Kanda (editors), *EMI/EMC: Selected Readings*, IEEE, 1996.

P. E. Law, Jr., *Shipboard Electromagnetics*, Artech House, 1987.

M. Mardiguian, *Controlling Radiated Emissions by Design*, Van Nostrand Reinhold, 1992.

M. Mardiguian, *How to Control Electrical Noise*, Gainsville, VA: Interference Control Technologies, 1983.

M. Mardiguian, *Interference Control in Computers and Microprocessor Based Equipment*, Gainsville, VA: Interference Control Technologies, 1984.

M. Mardiguian, *Electrostatic Discharge—Understand, Simulate and Fix ESD Problems*, Gainsville, VA: Interference Control Technologies, 1985.

C. Marshman, *The Guide to the EMC Directive 89/336/EEC*, New York: IEEE Press, 1993.

J. P. Mills, *Electromagnetic Interference Reduction in Electronic Systems*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ 1993.

J. Molan, *The Physics of Lightning*, London: The English Universities Press, 1963.

M. Montrose, *Printed Circuit Board Design Techniques for EMC Compliance*, IEEE Press, 1995.

M. Montrose, *EMC and the Printed Circuit Board Design, Theory and Layout Made Simple*, IEEE Press, 1999.

D. Morgan and P. Peregrinus, *A Handbook for EMC Measurement and Testing*, IEE, 1995.

R. Morrison, *Grounding and Shielding Techniques in Instrumentation*, New York: John Wiley and Sons, 1986.

R. Morrison and W. H. Lewis, *Grounding and Shielding in Facilities*, New York: John Wiley and Sons, 1990.

M. J. Nave, *Power Line Filter Design for Switched Mode Power Supplies*, New York: Van Nostrand Reinhold, 1991.

H. W. Ott, *Noise Reduction Techniques in Electronic Systems*, second edition, New York: John Wiley Interscience, 1988.

C. R. Paul, *Introduction to Electromagnetic Compatibility*, New York: John Wiley Interscience, 1992.

C. R. Paul, *Analysis of Multiconductor Transmission Lines*, John Wiley and Sons, 1994.

R. Perez (Editor). *Handbook of Electromagnetic Compatibility*, Academic Press, 1995.

R. K. Poon, *Computer Circuits Electrical Design*, Prentice Hall, 1995.

S. Rosenstark, *Transmission Lines in Computer Engineering*, McGraw-Hill, 1994.

A. J. Schwab, *Electromagnetiche Vertraglichkeit*, Springer, 1996.

E. N. Skomal and A. A. Smith, Jr., *Measuring the Radio Frequency Environment*, New York: Van Nostrand Reinhold, 1985.

438

A. A. Smith, *Coupling of External Electromagnetic Fields to Transmission Lines*, Gainsville, VA: Interference Control Technologis, 1986.

A. A. Smith, Jr., *Radio Frequency Principles and Applications*, IEEE Press, 1998.

D. C. Smith, *High Frequency Measurements and Noise in Electronic Circuits*, New York: Van Nostrand Reinhold, 1983.

D. L. Terrell and R. K. Keenan, Degital *Design for Interference Specification—A Practical Handbook for EMI Control*, The Keenan Corp, 1997.

L. Tihanyi, *Electromagnetic Compability in Power Electronics*, IEEE Press, 1995.

F. M. Tesche, M. Ianoz and T. Karlsson, *EMC Analysis Methods and Computational Models*, John Wiley & Sons, 1997.

A. Tsaliovich, *Electromagnetic Schielding Handbook for Wired and Wireless EMC Applications*, Kluwer Academic, 1999.

A. Tsaliovich, *Cable Shielding for Electromagnetic Compatibility*, Van Nostrand Reinhold, 1995.

M. A. Uman, *Lightning*, New York: McGraw Hill, 1969.

E. F. Vance, *Coupling to Shielded Cables*, New York: John Wiley and Sons, 1978.

C. S. Walker, *Capacitance, Inductance and Crosstalk Analysis*, Artech House, 1990.

D. D. Weiner and J. F. Spina, *Sinusoidal Analysis and Modeling of Weakly Nonlinear Circuits with Applications to Nonlinear Interference Effects*, New York: Van Nostrand Reinhold, 1980.

D. A. Weston, *Electromagnetic Compatibility: Principles and Applications*, New York: Marcel Dekker, 1991.

D. R. J. White, *A Handbook on Electromagnetic Shielding Materials and Performance*, Gainsville, VA: Interfernece Control Technologies, 1980.

D. R. J. White, *EMI Control in the Design of Printed Circuit Boards and Backplanes*, Gainsville, VA: Interference Control Technologies, 1982.

D. R. J. White, *Shielding Design Methodology and Procedures*, Gainsville, VA: Interfernece Control Technologies, 1986.

D. R. J. White and M. Mardiguian, *EMI Control Methodology and Procedures*, Gainsville, VA: Interference Control Technologies, 1985.

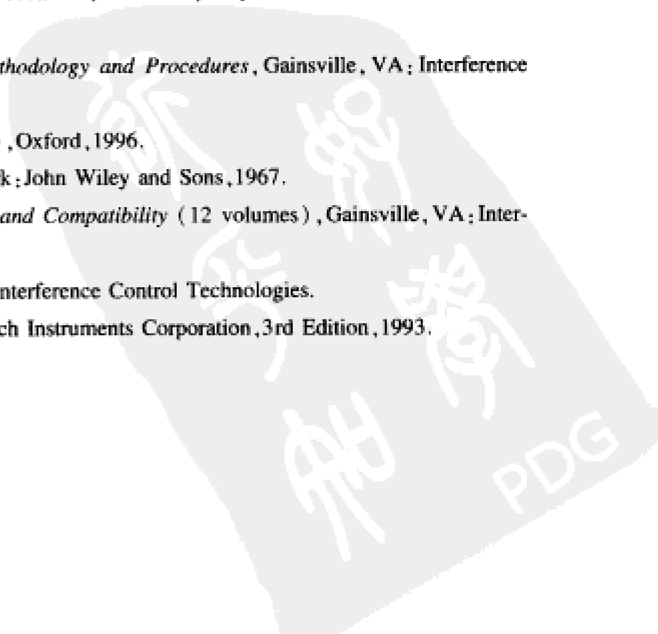
439 T. Williams, *EMC for Product Designers* (2nd Ed.), Oxford, 1996.

A. I. Zverev, Handbook of Filter Synthesis, New York: John Wiley and Sons, 1967.

A Handbook Series on Electromagnetic Interference and Compatibility (12 volumes), Gainsville, VA: Interference Control Technologies, 1988.

EMC Technology, 1982 Anthology, Gainsville, VA: Interference Control Technologies.

440 *The Pulsed EMI Handbook*, Wilmington, MA: Keytech Instruments Corporation, 3rd Edition, 1993.



附录4 EMI/EMC标准（商用与非军用标准）

ANSI/IEEE标准

ANSI C63. 2-1987 电磁噪声与场强的美国国家标准，10kHz到40GHz技术规格（R 1996）

ANSI C63. 4-1991 范围从9kHz至40GHz由低压电气与电子设备发射的无线电噪声测量方法的美国国家标准

ANSI C63. 4-1992 范围从9kHz至40GHz由低压电气与电子设备发射的无线电噪声测量方法的美国国家标准

ANSI C63. 5-1998 在电磁干扰（EMI）控制中用于辐射发射测量的天线校准的美国国家标准（R 1998）

ANSI C63. 6-1988 在开阔试验场地测量中误差计算的美国国家标准指南（R 1996）

ANSI C63. 7-1988 实施辐射发射测量的开阔试验场地的施工技术的美国国家标准指南（R 1992）

ANSI C63. 12-1987 美国国家标准推荐的电磁兼容限值惯例（R 1999）

ANSI C63. 13-1991 商用EMI电源线滤波器使用与评估的美国国家标准指南

ANSI C63. 16-1993 电子设备的静电放电试验方法与判据的美国国家标准指南

ANSI C63. 14-1998 电磁兼容性、电磁脉冲与静电放电术语的美国国家标准词典

ANSI C63. 17-1998 没有得到许可证的个人通信服务（UPCS）装置的电磁与运转兼容性测量方法的美国国家标准

ANSI C63. 18-1997 美国国家标准推荐的测定医疗装置对特定射频发射机的辐射电磁抗扰度的现场特定试验方法惯例

ANSI C63. 22-1996 信息技术设备无线电骚扰特性的测量方法与限制的美国国家标准

IEEE Std 139-1988 推荐的安装在用户房屋上的工业/科学/医药（ISM）设备的射频发射测量惯例（R 1999）

IEEE Std 140-1990 推荐的射频加热设备的干扰最小化的惯例（R 1995）

IEEE Std 187-1990 无线电接收机标准：测量FM与电视广播接收机杂散辐射的

无防护场所方法（R 1995）

IEEE Std 211-1997 无线电波传播术语的标准定义

IEEE Std 213-1987 测量300kHz至25MHz电视与FM广播接收机对电力线传导发射的标准方法（R 1998）

IEEE Std 291-1991 测量30Hz至30GHz正弦连续波电磁场强的标准方法

IEEE Std 299-1997 测量电磁屏蔽壳效能的标准方法（R 1997）

IEEE Std 376-1975 测量脉冲强度与脉冲带宽的标准（R 1998）

IEEE Std 377-1980 推荐的测量地面移动通信发射机杂散发射惯例（R 1997）

IEEE Std 430-1986（R 1991） 测量高架输电线与变电站无线电噪声的标准方法

IEEE Std 469-1988 推荐的配电变压器音频电噪声试验惯例（R 1994）

IEEE Std 473-1985 推荐的电磁场测绘（10kHz至10GHz）惯例（R 1997）

IEEE Std 475-1983 场骚扰传感器（RF入侵报警）的测量方法（R 1994）

IEEE Std 518-1982 用于最小化外部电源输入控制器的噪声的电气设备的安装指南（R 1996）

IEEE Std 539-1990 有关高架输电线电晕与场效应术语的标准定义

IEEE Std 644-1987 测量来自交流输电线的工频电场与磁场的标准方法（R 1994）

IEEE Std 776-1987 电力线与通信线的电感配置指南（R 1998）

IEEE Std 1027-1984 测量电话接收机周围磁场强度用试行标准方法草案

IEEE Std 32-1972（R 1991） 中线接地装置的标准条件、术语与试验方法

IEEE 1128-1998 IEEE推荐的30MHz至5GHz射频（RF）吸收器评定惯例

IEEE 1140-1994 测量5Hz至400kHz视觉显示终端（VDTs）的电场与磁场的IEEE标准试验方法

442

IEEE 1302-1998 频率范围从DC至18GHz的导电衬垫电磁特性的IEEE指南

IEEE 1309-1996 9kHz至40GHz除了天线以外的电磁场传感器与探头校准的IEEE标准

IEEE 1460-1996 准静态磁场与电场测量的IEEE指南。Std C37.90.2-1995 继电器系统对来自收发机的辐射电磁干扰耐受能力标准

C62.36-1991 用于低压数据通信与信号电路浪涌防护器的试验方法标准

C62.41-1991 推荐的关于低压交流电源电路中浪涌电压的惯例

C62.45-1987 接在低压交流电源上的设备的浪涌试验指南

C62.47-1992 （草稿），静电放电指南：ESD环境的特性记述

C95.1-1999 关于人员暴露在3kHz至300GHz射频电磁场中安全电平的标准

C95.2-1999 射频能量与电流符号标准

C95.3-1991 推荐的测量潜在危险的电磁场——RF 与微波的惯例

CISPR /IEC 出版物

CISPR 7/7B CISPR 推荐书（含 CISPR 推荐书 15 与 2/2），1969/1975

CISPR 8 CISPR 报告与研究问题（含 CISPR 报告 48、47/1、49、52 与 53），1969/1975/1980/1982

CISPR 9 无线电干扰与漏电流限值，1978（CISPR 9 只有存档的内容；更新后的干扰限值推荐书刊登在 CISPR 出版物 11、12、13、14、15 与 22 上）

CISPR 10 CISPR 的组织、规章与运作程序

CISPR 11/11A 测量工业/科学/医药（ISM）射频设备（不包括外科电热仪器）无线电干扰特性的方法与限制，1975/1976

CISPR 12 测量车辆、摩托艇与火花点火发动机驱动装置无线电干扰特性的方法与限制，1978/1986/1997

CISPR 13 测量收音机与电视机无线电干扰特性的方法与限制，1975/1983

CISPR 14 测量家用电器、便携式工具与类似电设备无线电干扰特性的方法与限制，1985

CISPR 15 测量荧光灯与照明设备无线电干扰特性的方法与限制，1985

CISPR 16 无线电干扰测量仪表与测量方法规范，1977/1980/1983

CISPR 17 无源无线电干扰滤波器与抑制部件的抑制特性测量方法，1981

CISPR 18/18-1/18-2/18-3 高架输电线与高压设备的无线电干扰特性，1982/1986

CISPR 19 采用替代方法测量频率高于 1GHz 微波炉辐射指南，1983

CISPR 20 用电流输入法测量收音机、电视机与频率范围为 1.5MHz 至 30MHz 的相关设备的抗扰度。减小频率范围为 26MHz 至 30MHz 的无线电发射机产生的干扰的抗扰度要求指南

CISPR 21 脉冲噪声存在时对移动无线通信的干扰——评定退化与测量改进后性能的方法，1985

CISPR 22 测量信息技术设备无线电干扰特性的方法与限制，1985/1997

IEC 801-1（1984）/IEC10-4-1（1992）/IEC61000-4-1（2000） 生产流程测量与控制设备的电磁兼容性：抗扰度试验综述

IEC 801-2（1984）/IEC1000-4-2（1995）/IEC61000-4-2 静电放电抗扰度试验

IEC 801-3（1984）/IEC1000-4-3（1995）/IEC61000-4-3 辐射的射频电磁场抗扰度试验

IEC 801-4（1988）/IEC61000-4-4 快电瞬态/冲击抗扰度

IEC 1000-4-5（1995）/IEC61000-4-5 浪涌抗扰度试验

IEC 1000-4-6（1996）/IEC61000-4-6 射频电场感生的传导骚扰的抗扰度
IEC 61000-4-7（1991） 谐波与间谐波测量及仪器
IEC 1000-4-12（1995） 振荡波抗扰度试验
IEC 1000-3-2（1995） 谐波电流发射的限值
IEC 1000-3-3（1994） 低压供电系统（额定电流高达16A的设备）电压波动与闪变的限值
CISPR 61000-6-3（1996） 住宅、商业与轻工业环境的EMC发射标准
IEC 61000-6-1（1997） 住宅、商业、轻工业环境的EMC抗扰度
IEC 61000-6-2（1999） 工业环境的EMC抗扰度
IEC 61000-6-4（1997） 工业环境的EMC发射标准

FCC出版物

美国联邦电信管理法规47，华盛顿特区，美国国家档案与资料管理局，1993年10月射频器件 第15分册，第J篇——计算器件、数字器件的电磁发射限值的规范

第18分册 对工业/科学/医药设备规定的电磁发射限值的规范

FCC/OETMP-3 来自电视干扰设备的输出信号电平、输出端传导杂散发射、传导开关特性与无线电噪声发射的测量方法

444

FCC/OETMP-4 来自计算器件的无线电噪声发射的测量方法

FCC/OETMP-5 来自工业/科学/医药设备的无线电噪声发射的测量方法

欧洲标准

EN 50065-1 在频率范围3kHz至148.5kHz的低压电气设备上传送信号，1990/1992（第1篇：通用要求、频带与电磁骚扰）
EN 55011 测量工业、科学与医药（ISM）射频设备的无线电扰动特性的方法与限制，1991
EN 55013 测量广播接收机与相关设备的无线电扰动特性的方法与限制，1988
EN 55014 测量家用电器、便携式工具与相仿电气设备的无线电干扰特性的方法与限制，1993/1997
EN 55015 测量荧光灯与照明设备的无线电干扰特性的方法与限制，1987/1993
EN 55020 对广播接收机与相关设备的无线电干扰的抗扰度，1987
EN 55022 测量信息技术设备的无线电干扰特性的方法与限制，1987
EN 55101 信息技术设备的抗扰度：第2、3、4篇（按照EN 55024第2、3、6篇重新排序）
EN 60555-2 电源系统中由家用电器与类似设备产生的骚扰（第2篇：谐波）

EN 60555-3　电源系统中由家用电器与类似设备产生的骚扰（第3篇：电压波动）

EN 55081-1　电磁兼容的通用发射标准（第1篇：住宅、商业与照明工业），1991

EN 50082-1　电磁兼容的通用抗扰度标准（第1篇：住宅、商业与照明工业），1991/1997

EN 50082-2　电磁兼容的通用抗扰度标准（第2篇：工业环境）

EN 60601-1-2　医用电气设备……电磁兼容性……条件与测试

EN 61000-2-2　低频传导骚扰与公用低压供电系统中传送信号的电磁兼容数值，1993

EN 61000-3-2　谐波电流发射的限值（对输入电流≤16 A 的设备），1995

EN 61000-3-3　低压供电系统中电压波动与闪变（对输入电流≤16 A 的设备），1995

EN 61000-4-1　抗扰度试验概述，1994

EN 61000-4-2　静电放电抗扰度试验，1995

EN 61000-4-3　辐射的 RF 电磁场抗扰度试验，1996

EN 61000-4-4　电快的瞬态/冲击抗扰度试验，1995

EN 61000-4-5　浪涌抗扰度试验，1995

EN 61000-4-6　由 RF 场感生的传导骚扰的抗扰度，1996

EN 61000-4-8　工频磁场抗扰度试验，1993　445

EN 61000-4-9　脉冲磁场抗扰度试验，1993

EN 61000-4-10　阻尼振动磁场抗扰度试验，1993

EN 61000-4-11　电压下降、短时间中断与电压变化的抗扰度试验

EN 61000-4-12　振荡波抗扰度试验

日本标准

信息技术设备干扰义务控制协会会籍指南，VCCI，1992 年 10 月

JEIDA-G10-1992 数据处理设备抗扰度指南，JEIDA，1992 年 9 月

谐波电流注人公用供电系统指南，自然资源与能量机构，1994　446

附录5 EMC电子资源

下面列出几个载有EMC/EMI有关信息的网址。

URL	内容
www. standards. ieee. org/ catalog/electromag. html	ANSI-IEEE EMC标准
www. iec. ch	国际电工委员会网上存储、出版物和客户服务中心
www. itu. int	国际电信联盟出版物、标准和推荐书
www. nist. gov	美国国家标准与技术协会出版物、试验与测量、密码模件保密要求
www. nasa. gov	美国国家航空航天局报告、数值电磁码
www. dsp. dla. mil	军用标准、MIL-STD-461 E
www. emclab. umr. edu	EMC有关书籍和期刊
www. rbitem. com	EMC产品服务目录、大事一览表

十分详尽的提供EMC/EMI有关的产品与服务的工业网上目录请参见：*ITEM 2000 The International Journal of EMC*，p317－318，Robay公司，2000。

索　　引

索引中的页码为英文原书页码，与本书中页边标注的页码一致。

A

B

C

D

F



Engineering Electromagnetic Compatibility

Principles, Measurements, Technologies, and Computer Models (Second Edition)

工程电磁兼容

原理、测试、技术工艺及计算机模型（第2版）

本书是电磁兼容方面的经典之作。书中著名的电磁兼容专家将严格的电磁兼容基本理论与新的实际应用紧密结合，全面介绍了电磁兼容的相关知识，包括电磁干扰、测量、控制电磁干扰的技术工艺、计算机仿真与设计以及电磁兼容国际标准的新信息。

第2版新增的内容包括：

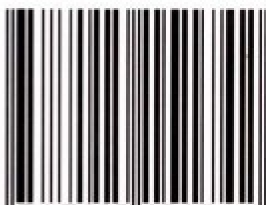
- 增加了电磁兼容计算机建模与仿真以及信号完整性两章新内容
- 在每章章末增加了更多习题
- 实例更加丰富，而且图文并茂，便于理解
- 更新了参考文献及电磁兼容标准相关章节
- 增加了一个电磁兼容/电磁干扰网址的新附录

本书简明实用，深受读者喜爱。除了被IEEE培训项目和国外许多大学作为指定教材之外，它也成为众多从事实际工作的工程师的必备参考书。

V. Prasad Kodali 国际著名的电磁兼容专家，IEEE终身会士，入选“电磁兼容名人录”。他曾任印度电子工业部技术总监，长期从事雷达、电磁兼容、电子等方面的研究、教育和管理工作。1989年Kodali博士曾荣获印度技术领域的最高荣誉Vasvik奖。

Kodali博士是IEEE的活跃成员，负责过许多跨国会议和研究项目。他曾经担任IEEE理事会常务理事和许多委员会的负责人，1981~1982年担任IEEE第10区的主席。除本书外，他还主编了*EMC/EMI: Selected Readings*一书。





本书相关信息请访问：图灵网站 http://www.turingbook.com
读者/作者热线：(010) 88593802
反馈/投稿/推荐信箱：contact@turingbook.com

上架建议 电子电气/电磁兼容



www.wiley.com



ISBN7-115-15174-1/TN · 2836

定价：49.00 元

人民邮电出版社网址 www.ptpress.com.cn